12 F

N° 1676
JANVIER 82
LVII[e] ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337 1883

HI-FI.AUDIO.VIDEO.ELECTRONIQUE.ARGUS.CB.



MICRO INFORMATIQUE

- NOUVEAU Réalisez votre ordinateur individuel

VIDEO

- Le magnétoscope PANASONIC NV 3000 F
- Réalisez un adaptateur UHF/TV noir et blanc pour monitor

MESURE

- Une super alimentation de laboratoire
- Réalisez un générateur marqueur 10,7 MHz

SONO

- Réalisez un micro subminiature pour prise de son discrète

HIFI

- 3 platines T.D. au banc d'essai Beogram 2202 Technics SL 15 Brandt P 216 P

BELGIQUE : 97 F.B. • ITALIE : 4000 LIRES • CANADA : 2,25 $ • SUISSE : 6 F.S. • TUNISIE : 1,38 DIN • ESPAGNE : 275 PTAS.

LE HAUT-PARLEUR

ADMINISTRATION – REDACTION

Fondateur : **J.-G. POINCIGNON**
Directeur de la publication : **A. LAMER**
Directeur : **H. FIGHIERA**
Rédacteur en chef : **A. JOLY**

SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 120 000 F

LE HAUT-PARLEUR
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 200-33-05
Télex : PGV 230472 F

La Rédaction du Haut-Parleur décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

ABONNEMENTS

	FRANCE	ETRANGER
HAUT-PARLEUR 1 AN	**115,00 F**	**205,00 F**
Abonnements groupés :		
HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE + SONO 1 AN	**240,00 F**	**430,00 F**
HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE 1 AN	**160,00 F**	**300,00 F**
HAUT-PARLEUR + SONO 1 AN	**170,00 F**	**310,00 F**

BULLETIN D'ABONNEMENT : PAGE 62

PUBLICITE :
SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
70, rue Compans - 75019 PARIS
Tél. : 200-33-05
C.C.P. PARIS 379360

Commission Paritaire N° 56 701



Distribué par « Transport Presse »

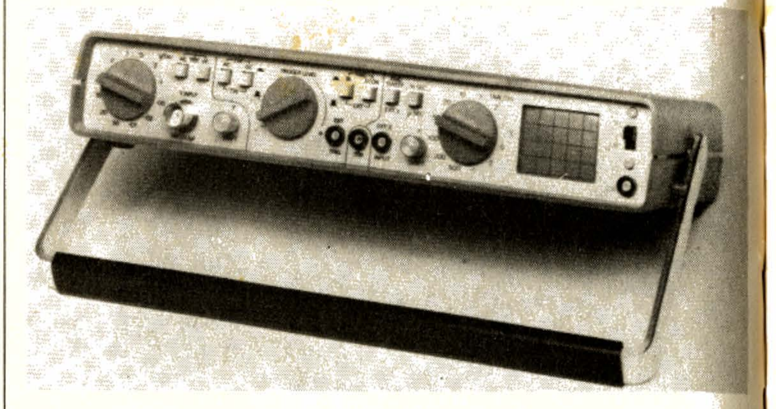
Dépôt légal 1er trimestre 1982
N° EDITEUR : 649

sommaire



Bloc-notes

OSCILLOSCOPE THANDAR SC110



Caractéristiques

Affichage :
Ecran : de 32 × 26 mm
Graticule : 5 × 4 divisions (6 mm)
Phosphore : Bleu, persistance moyenne
Réglages extérieurs : intensité – concentration – rotation de la trace
Ampli vertical (entrée Y) :
Bande passante : continu à 10 MHz ± 3 dB pour 1 division
Couplage : DC – AC – masse. En AC la BP débute à 2 Hz.
Sensibilité : 10 mV/div à 50 V/div – 12 gammes – précision : ± 3 %
Impédance d'entrée : 1 MΩ/47 pF
Limites admissibles : 350 V (DC + crête AC), la composante continue ne doit pas excéder 250 V
Ampli horizontal (entrée X) :
Bande passante : continu à 2 MHz à ± 6 dB
Couplage : continu
Sensibilité : 0,5 V/div
Impédance d'entrée : 1 MΩ/10 pF
Entrée maxi : 2,5 V protégée à 250 Veff à 50/60 Hz
Base de temps
Vitesse de balayage : 0,1 µs/div à 0,5 sec/div en 21 gammes
Précision : ± 3 % de 0,2 µs/div jusqu'à 0,5 sec/div, ± 10 % ' 0,1 µs/div
Modes : relaxé ou déclenché
Déclenchement :
Source : interne ou externe
Couplage : AC – DC – TV vert – TV horiz.
Niveau : continuement variable
Pente : + ou –
Sensibilité : < 1 div en interne, < 1 volt en externe
Calibrateur : carré de 1 V c à c ± 5 %, 1 kHz ± 30 %
Alimentation : 4 à 10 V continu par :
piles
batteries
adaptateur secteur
Caractéristiques physiques :
Dimensions : 255 × 148 × 40 mm
Masse : 800 g
Température d'utilisation : 0 à 40 °C

CELLULES SOLAIRES

La société ERCIM spécialiste dans les systèmes solaires en tous genres, s'intéresse au bricolage en proposant les cellules et les mini-modules solaires.

Plus besoin de pile. Les cellules se chargent des rayons solaires grâce au silicium qui les compose. Ils dégagent une puissance de 0,45 à 9 V et un ampérage allant de 50 à 500 mA.

Cellules et mini-modules peuvent s'utiliser dans toutes les circonstances : modèle réduits, maquettes, jouets, radio-émetteurs, appareils de Hi-Fi pour un prix inférieur à 100 F.

D'autre part cette société propose un générateur conçu pour rendre simple l'usage de l'énergie photovoltaïque dans l'appareillage électrique.

GENESOL COMPACT GC 12/20 est un générateur de courant continu 12 V par énergie solaire.

GENESOL COMPACT peut alimenter des appareils électriques de faible consommation : poste TV, radio, Hi-Fi, ventilateurs, etc.

(ERCIM, 150 rue Jean Jaurès, 93470 Coubron).

REALISEZ VOTRE

ORDINATEUR INDIVIDUEL

LE but de la série d'articles que nous commençons aujourd'hui est de vous permettre l'étude théorique et surtout la réalisation d'un ordinateur individuel d'un très bon rapport qualité prix, puissant et modulaire. Ce système n'aura rien à envier aux réalisations commerciales actuelles comme vous pourrez en juger à la lecture des lignes qui suivent, tant du point de vue performances que du point de vue technologie de réalisation. De plus, l'expérience acquise par l'auteur de ces lignes dans ce genre de réalisation avec, en particulier, la série « réalisez un mini-ordinateur domestique » publiée de 1978 à 1981 dans les pages de la revue, nous permet de vous annoncer que les chances de mener à bien avec succès un tel montage seront très importantes car nous avons, fort de cette expérience, éliminé quasiment toutes les sources de problèmes qu'ont pu rencontrer certaines des personnes nous ayant suivi pour le « mini-ordinateur domestique ». Par ailleurs, et toujours en raison de l'expérience acquise, nous savons que ce genre de description rencontre un certain succès parmi les lecteurs de la revue et qu'en conséquence nous pourrons la mener à bien, ce qui n'était pas le cas il y a trois ans puisque l'expérience que nous tentions alors était la première du genre dans une revue d'électronique grand public française. Cette certitude va avoir comme conséquence une réalisation beaucoup plus logique et structurée de l'ensemble permettant très facilement son évolution ultérieure au fur et à mesure de vos désirs.

Ces précisions étant apportées et avant les quelques rappels théoriques indispensables, nous allons vous présenter quelques grandes lignes de l'ensemble.

Présentation du système

Cet ordinateur individuel est construit à partir du plus puissant microprocesseur 8 bits du marché actuel : le MC 6809 de Motorola. Ce microprocesseur a d'ailleurs été choisi par Tandy Radio Shack, pourtant habitué à la famille 8080 et Z-80, pour équiper son nouveau TRS-80 : le TRS-80 COLOR. Comme le précédent mini-ordinateur, nous allons faire appel à la technique unanimement adoptée dans l'industrie consistant à réaliser une carte par fonction ou par groupe de fonctions : cartes qui vont ensuite s'enficher dans des connecteurs en fond de panier ; connecteurs reliés par un bus banalisé. Etant donné notre décision de réaliser tous les circuits imprimés à trous métallisés, le nombre de fonctions par carte va être beaucoup plus important que dans l'ancien système au point que notre ordinateur individuel complet (avec interface pour disques souples) tiendra en trois ou quatre cartes selon l'option que vous aurez choisie. Nous allons voir ci-après la fonction de ces cartes dites de base étant entendu que nos amis lecteurs débutants peuvent laisser de côté ce passage car de nombreux termes risquent de leur être inconnus ; qu'ils se rassurent, la partie initiation suit cette présentation...

Nous avons tout d'abord la carte appelée CPU09 qui regroupe :

– Une unité centrale 6809 avec circuiterie de rafraîchissement des RAM dynamiques et gestion d'accès au bus.

– Un circuit d'interface série asynchrone dont la vitesse de transmission est programmable par logiciel de 110 à 9 600 bauds ? ce circuit est suivi des adaptateurs standard RS 232 tant sur les lignes émission/réception que sur les lignes de « handshake » RTS et CTS.

– Un triple timer 16 bits entièrement programmable, disponible totalement ou aux 2/3 (2 timers sur 3) selon le mode de fonctionnement choisi pour la carte.

– Un circuit d'interface parallèle dont une partie est configurée pour recevoir une imprimante équipée d'une interface standard type « Centronics », une autre partie étant utilisée pour l'interface cassette et la sélection du mode de fonctionnement de la carte.

– Une interface pour magnétophone à cassettes ordinaire servant à mémoriser les programmes ; interface au standard Kansass City et acceptant les cassettes utilisées sur l'ancien système.

– Une mémoire RAM d'un K-mots de 8 bits partiellement utilisée par le moniteur mais dont au moins 512 octets sont disponibles sans risque d'interférer avec les variables du moniteur.

– Une mémoire PROM de 4 K-mots de 8 bits contenant le moniteur du système et pouvant être remplacée par toute autre mémoire à votre convenance si vous souhaitez particulariser votre réalisation.

– Un prédécodage des adresses destinées aux périphériques.

– Un circuit de pagination mémoire permettant d'étendre la capacité d'adressage du 6809 de 64 K-octets à 256 K-octets.

Cette carte CPU09 constitue donc à elle seule un mini-ordinateur de base très complet puisqu'il suffit de lui raccorder un terminal quelconque pour pouvoir commencer à travailler.

Viendra ensuite une carte RAM dynamique (ne levez pas les bras au ciel, son fonctionnement est assuré sans aucun réglage grâce à une conception nouvelle des circuits). Cette carte supportera de 64 à 256 K-octets de RAM par blocs indivisibles de 64 K-octets. Le rafraîchissement des mémoires sera entièrement transparent et ne ralentira pas l'unité centrale. Les mémoires employées seront des modèles mono tension 5 V.

Nous aurons ensuite une carte d'interface disques souples

(floppy disk si vous préférez) pouvant commander de 1 à 4 « drives » simple ou double face, simple ou double densité et de format 5 pouces ou 8 pouces. A titre indicatif, rappelons qu'un disque souple 5 pouces double face, double densité peut stocker 320 K-octets et qu'un 8 pouces double face, double densité peut mémoriser 1 M-octets (1 Mega octets ou 1 million d'octets).

Vous aurez ensuite le choix, compte tenu de ce que vous souhaiterez faire, entre réaliser la carte IVG de notre ancien système (carte qui a été conçue en pensant à ce nouveau système pour lequel elle est très bien adaptée) ou réaliser une carte d'interface alphanumérique et graphique à huit couleurs avec générateur de vecteurs rapide intégré, rotateur de vecteurs, possibilité d'écriture dans tous les sens (horizontalement, verticalement, en italiques, etc.) et, de plus, haute résolution puisqu'elle fera 512 par 512 points.

Ces cartes constituent ce que nous appellerons l'ordinateur individuel standard, étant entendu que nous décrirons ensuite un certain nombre de cartes d'interfaces spécifiques très variées (convertisseurs A/D et D/A, synthétiseurs de parole, etc.).

Le logiciel sera à la mesure du matériel puisque nous vous proposerons entre autres choses : éditeur, macro-assembleur, processeur de texte, compilateur BASIC, BASIC étendu, compilateur PASCAL, jeux, etc. Mais nous verrons cela plus en détail lorsque le moment sera venu.

Technologie et composants

Afin de vous présenter des cartes supportant un nombre important de fonctions, et donc de réduire le prix de revient global du système, nous avons décidé de réaliser tous les circuits imprimés à trous métallisés. Ils seront disponibles à un prix très compétitif auprès de la société FACIM (qui réalisait déjà les cartes de l'ancien système en nous donnant toute satisfaction). Néanmoins, pour les amateurs équipés pour travailler avec la méthode photographique, nous publierons les films en vraie grandeur des deux faces de chaque circuit afin d'en permettre la reproduction, étant entendu que dans ce cas, la réalisation sera rendue plus délicate compte tenu de la non métallisation des trous, ce procédé étant irréalisable par un amateur même bien équipé.

Pour répondre à un souhait souvent formulé, nous avons fait réaliser un boîtier parfaitement adapté à cet ordinateur ; boîtier qui sera disponible entièrement monté, découpé et équipé de ses deux ventilateurs auprès de la société INCODEC. La finition en est professionnelle puisqu'il est réalisé en tôle d'acier de 1,5 mm zinguée bichromatée, hormis la face avant qui reçoit une peinture noire granitée. Les pièces mécaniques internes (supports de floppy, support de l'alimentation, bus à cartes, etc.) sont fournies prêtes à l'emploi avec ce boîtier.

Au sujet des composants, nous avons fait en sorte qu'ils soient disponibles, soit dans le commerce courant (annonceurs de la revue par exemple), soit chez FACIM pour certains circuits d'approvisionnement particulièrement délicat. A ce propos, nous voulons ouvrir une parenthèse. Le domaine de la micro-informatique évolue très vite et, bien que nous souhaitions vous faire bénéficier des derniers progrés de la technique, vous comprendrez aisément qu'il est impossible de vous présenter toujours des montages faisant appel au tout dernier produit sorti ; cela pour plusieurs raisons, tout d'abord, il faut attendre que le circuit soit distribué au niveau amateur, ce qui est parfois très long pour certains CI évolués ou spécialisés ; il faut tenir compte du temps nécessaire à l'auteur entre la sortie des caractéristiques définitives du CI et le temps de conception et de réalisation de la carte, et, surtout, il faut voir le prix du circuit qui, lors de sa sortie est toujours très élevé et chute très vite ensuite. A titre d'anecdote nous citerons un lecteur (qui n'a même pas eu le courage de signer sa lettre !) et qui, aprés avoir critiqué violemment la carte IVG de l'ancien système nous a reproché de ne pas avoir employé le nouveau circuit d'EFCIS, l'EF 9365.

A l'époque de sa lettre, ce circuit coutait 900 F. et était tout juste échantillonné ; il coute maintenant 350 F. et est disponible chez tous les revendeurs EFCIS ; c'est d'ailleurs lui que nous employons dans la carte graphique couleur précitée... sans commentaire.

Ces indications générales étant données ; nous allons consacrer les lignes qui suivent à un peu d'initiation indispensable pour aborder cette réalisation avec une bonne vue d'ensemble.

Structure d'un mini-ordinateur

L'étude que nous allons présenter maintenant n'a pas la prétention d'être générale : en effet, nous allons l'orienter vers notre réalisation, notre propos n'étant pas de faire un cours de micro-informatique.

A ce sujet, nous rappelons à nos amis lecteurs débutants, qui souhaitent suivre cette série et qui n'ont aucune notion de micro-informatique, que, dans ce même numéro, commence à partir de ce mois, une série d'articles ayant pour but de réaliser une initiation à la micro-informatique accessible à tous les lecteurs de la revue sans connaissance préalable.

Examinons la figure 1 qui n'est autre que le synoptique simplifié de tout ordinateur quel



qu'il soit. Nous y voyons trois ensembles fondamentaux qui sont :

– L'unité centrale ou CPU en Américain qui n'est autre que la partie « pensante » de la machine ; c'est à son niveau que se font les calculs et que se prennent les décisions. Dans un mini-ordinateur, cette unité centrale est constituée d'un microprocesseur entouré de quelques boîtiers logiques.

– La mémoire qui est un ensemble de circuits capables d'emmagasiner des informations de façon temporaire, on a alors à faire à de la RAM c'est-à-dire à de la mémoire dans laquelle on peut lire et écrire ; ou de façon permanente, on a alors à faire à de la ROM c'est-à-dire de la mémoire dans laquelle on ne peut que lire. La taille de ces deux types de mémoires est très variable selon le rôle et la taille de l'ordinateur concerné, et, bien que ces deux notions soient liées, il ne faut pas systématiquement juger la puissance d'un calculateur en fonction de la taille de sa mémoire.

– Les interfaces d'entrées/ sorties qui sont les moyens de liaison entre l'unité centrale et le monde extérieur. Ces interfaces peuvent revêtir des aspects très divers, depuis le terminal clavier-écran classique (style terminal de réservation SNCF ou AIR INTER) jusqu'au convertisseur analogique digital par exemple. Le rôle de cet interface étant, dans tous les cas, de convertir des informations d'un langage en un autre.

Tous ces circuits travaillent en binaire (voir ci-après) c'est-à-dire dans un système de numération qui n'utilise que des « zéro » et des « un ». Un zéro est matérialisé par une tension voisine de la masse tandis qu'un un est matérialisé par la présence d'une tension non nulle. Comme les circuits de la famille 6800, utilisés dans notre système, travaillent avec des signaux aux normes TTL, nous utiliserons ces normes tout au long de cette réalisation (c'est par ailleurs une norme universelle) ; à savoir : un zéro logique est représenté par une tension comprise entre 0 V et 0,8 V, un un est représenté par une tension comprise entre 2,4 V et 5 V, tout signal compris entre 0,8 V et 2,4 V est à un niveau logique indéterminé.

Les différents ensembles de la figure 1 communiquent entre eux au moyen de ce que l'on appelle un bus. Le principe du bus est explicité figure 2 ; tous les signaux de même rôle (donc de même nom) de tous les boîtiers du système sont reliés entre eux, étant entendu qu'à un instant donné un seul boîtier à la fois est actif, les autres étant placés dans un état haute impédance (nous y reviendrons). Ce principe permet d'économiser une très grande quantité de fils de câblage et simplifie considérablement la réalisation.

Dans notre système (ainsi que dans beaucoup d'autres), on distingue trois bus : le bus de données, le bus d'adresses et le bus de contrôle.

Le bus de contrôle véhicule un certain nombre de signaux de service sur le rôle desquels nous aurons l'occasion de revenir plus tard ; il nous faut par contre expliciter ce que sont les adresses et les données.

Mémoire, données et adresses

Nous avons dit qu'une mémoire permettait de stocker de l'information sous forme binaire, c'est-à-dire sous forme de 0 et de 1. Cette information contenue dans une mémoire reçoit le nom très général de « donnée ». Il est bien évident que ces diverses données ne sont pas placées dans la mémoire n'importe comment puisqu'il faut que l'unité centrale, lorsqu'elle accède à la mémoire, puisse retrouver telle ou telle donnée particulière. Ces données sont donc repérées dans la mémoire par ce que l'on appelle une adresse ; un peu comme l'on repère les maisons d'une même rue au moyen d'un numéro. Dans une mémoire quelconque considérée seule, les adresses commencent toujours à zéro pour augmenter jusqu'à atteindre un nombre égal à la capacité de la mémoire. Considérons par exemple la mémoire très simple de la figure 3, c'est une mémoire de 8 mots de 2 chiffres. Nous dirons qu'à l'adresse 2 de cette mémoire se trouve la donnée 81, qu'à l'adresse 6 se trouve la donnée 27, etc.

Tout ceci pour vous faire comprendre qu'un boîtier-mémoire comporte donc obligatoirement des lignes dites d'adresse servant à sélectionner au moyen du code qui leur est appliqué l'emplacement de telle ou telle donnée ; donnée que l'on peut alors lire sur les lignes dites de données de la mémoire.

Adresses	Données
00	39
01	28
02	81
03	42
04	51
05	08
06	27
07	47

Fig. 3. – Exemple de mémoire ; celle-ci est une 8 mots de 2 chiffres (voir texte).

Pour en revenir à nos notions de bus exposées ci-avant : notre mini-ordinateur synoptique de la figure 1 dispose donc de deux bus distincts (en plus du bus de contrôle déjà évoqué) : le bus d'adresse qui véhicule des adresses à destination des mémoires ou de circuits assimilables à des mémoires, et le bus de données qui véhicule les données se trouvant à l'adresse transmise par le bus d'adresses. Le sens de transfert des signaux d'adresse est toujours le même et va du microprocesseur vers la mémoire et les

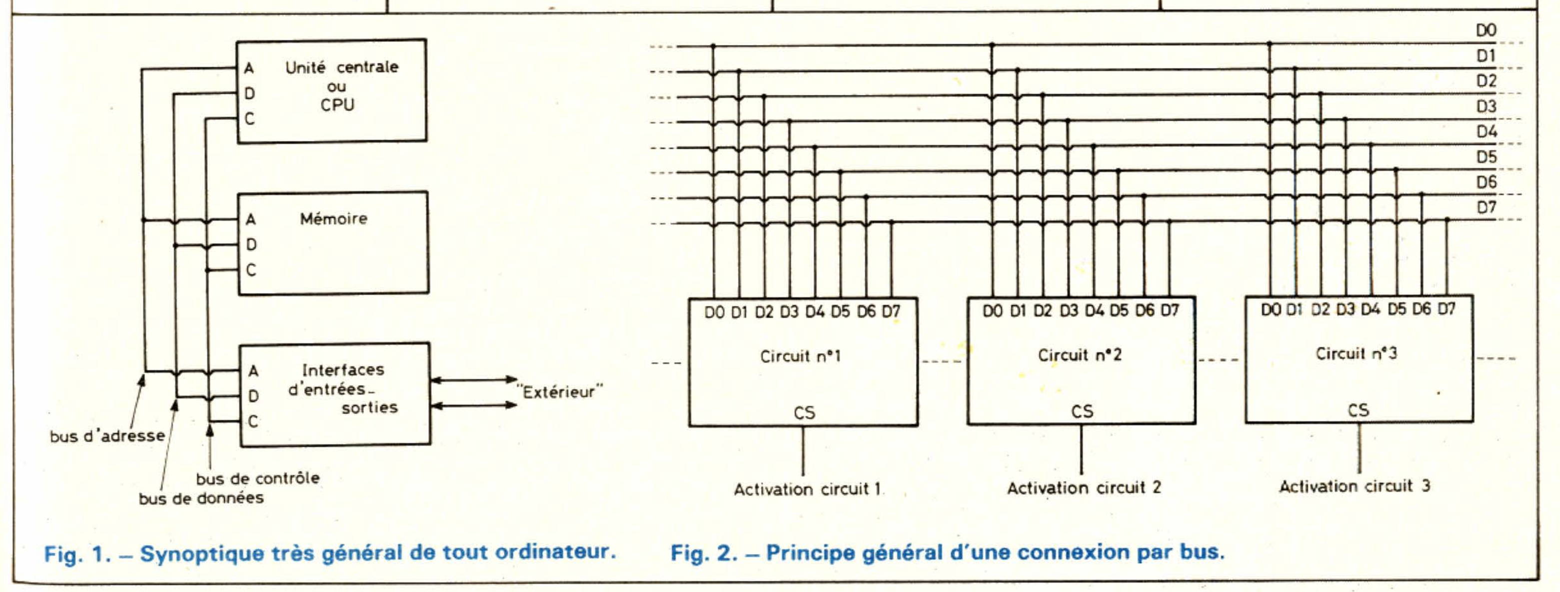


Fig. 1. – Synoptique très général de tout ordinateur.

Fig. 2. – Principe général d'une connexion par bus.

périphériques puisque le seul élément doué de décision est le microprocesseur ; par contre, les données peuvent se déplacer dans les deux sens puisque le microprocesseur peut lire des données dans une mémoire (auquel cas les données vont dans le sens mémoire vers micro) mais il peut aussi écrire dans une mémoire (auquel cas les données vont dans le sens micro vers mémoire).

Ceci étant vu, nous allons procéder à quelques rappels de numération car, si le binaire est bien connu de nombreux lecteurs, il n'en est pas de même pour l'hexadécimal.

n	2^n	10^n	16^n
0	1	1	1
1	2	10	16
2	4	100	256
3	8	1 000	4 096
4	16	10 000	65 536
5	32	100 000	1 048 576
6	64	1 000 000	–
7	128	10 000 000	–
8	256	100 000 000	–
9	512	1 000 000 000	–
10	1 024	–	–
11	2 048	–	–
12	4 096	–	–
13	8 192	–	–

Fig. 4. – Tableau des puissances de 2, 10 et 16.

Rappels de numération

La numération binaire est très simple dans sa théorie comme dans son principe puisqu'il suffit de travailler en base 2 plutôt qu'en base 10. Qu'est ce que cela signifie ? Tout simplement qu'en numération décimale on exprime les nombres comme des sommes de multiples de puissance de 10 ; ainsi, par exemple, quand nous écrivons 389, cela signifie :

– 389 = 3 × 100 + 8 × 10 + 9 × 1, ou encore, si l'on fait intervenir les puissances de 10 (voir tableau de la fig. 4).

– $389 = 3 \times 10^2 + 8 \times 10^1 + 9 \times 10^0$.

En numération binaire, on exprime les nombres à partir des puissances de 2. Soit, par exemple, à convertir en binaire 79, nous allons commencer par le décomposer en somme des puissances de 2, à savoir :

– 79 = 64 + 8 + 4 + 2 + 1, soit si l'on fait apparaître les puissances de 2 (voir fig. 4)

– $79 = 1 \times 2^6 + 0 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0$ et 79 s'écrira donc en binaire 1001111.

La conversion inverse s'effectue selon une méthode analogue ; soit, par exemple à convertir 101101 en décimal ; nous pouvons écrire :

$101101 = 1 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0$

soit 101101 = 32 + 8 + 4 + 1 = 45.

Ce procédé de conversion, quoique simple, présente cependant un défaut il nécessite des calculs d'autant plus longs que les nombres à convertir sont grands. Par ailleurs, on peut remarquer que pour coder en binaire les chiffres de 0 à 9 il faut 4 chiffres binaires (on dit 4 bits, de l'Américain BInary digiT) allant de 0000 à 1001, or, l'on constate également que 4 bits permettent de réaliser 16 combinaisons différentes : donc nos quatre bits sont sous employés pour coder 10 chiffres seulement puisqu'ils peuvent coder de 0 à 15 inclus.

Tout cela nous conduit à introduire une nouvelle base de numération qui n'est autre que la base 16 appelée aussi base hexadécimale. Cette base s'utilise comme toutes les autres et l'on passe du décimal à l'hexadécimal et vice versa comme expliqué ci-avant pour le binaire, les puissances de 10 ou de 2 étant ici des puissances de 16. Par ailleurs, comme il n'existe pas de symbole pour représenter les nombres 10, 11, 12, 13, 14 et 15 qui, en base hexadécimale sont des chiffres, il est admis par convention que 10 s'appelle A, 11 B, 12 C, 13 D, 14 E et 15 F. Comprenons bien la nécessité de ce codage des nombres de 10 à 15 par un symbole unique par nombre. Si cela n'avait pas été fait, lorsque l'on aurait écrit 114 en hexadécimal, cela aurait pu signifier 11 suivi de 4 mais aussi 1 suivi de 14 tandis qu'avec notre codage, nous écrirons 1E pour 1 suivi de 14 et B4 pour 11 suivi de 4 ; il n'y a plus de confusion possible.

Cet exposé a peut-être été un peu lourd aussi nous conseillons vous de le relire doucement et à tête reposée afin de bien assimiler le principe de la numération binaire. Vous pouvez d'ailleurs vous exercer à convertir quelques nombres décimaux en hexadécimal et vice versa.

Rassurez-vous, il ne vous sera pas nécessaire de connaître l'hexadécimal pour utiliser votre ordinateur individuel, mais, comme nous serons amenés à en parler lors de l'étude théorique, nous préférions faire ces quelques explications dès le début.

Microprocesseur et notions de programme

Cet assemblage de circuits reliés entre eux par des bus et échangeant de l'information binaire est très élégant, encore faut-il savoir comment cela peut arriver à fonctionner. Pour cela, sachez que le cœur du système, c'est-à-dire le microprocesseur, est capable d'effectuer un certain nombre d'opérations élémentaires telles que addition, soustraction, parfois multiplication (ce sera le cas du 6809) ainsi qu'un nombre important d'opérations logiques telles que rotation, décalages, test d'une valeur ou d'un bit, etc.

Ces opérations ne sont pas exécutées au hasard mais selon une séquence bien définie qui a été écrite une fois pour toutes dans le but de faire réaliser au microprocesseur une tâche donnée. Cette séquence, qui n'est autre que la suite des opérations que devra réaliser le microprocesseur, s'appelle un programme. Vous comprenez donc dès cet instant que la soi-disant « intelligence de l'ordinateur », comme disent certains, n'est en fait que l'intelligence du programmeur ayant écrit la suite d'instructions à exécuter. Le seul avantage de l'ordinateur étant qu'il travaille très vite et qu'il peut donc accomplir des tâches répétitives ou utilisant un très grand nombre de paramètres en un temps très bref.

Ce programme, comme tout le reste, est inscrit en mémoire sous forme... binaire (vous l'aviez deviné), chaque opération que peut et que sait exécuter le microprocesseur ayant un code particulier appelé (comme c'est original) le code opération ou le code machine.

Ces codes machines sont propres à chaque type de microprocesseur et sont totalement incompatibles d'une machine à l'autre. Cela signifie qu'un programme écrit pour un 8080 ne tournera pas sur un 6800 et vice versa. Cet inconvénient a été compensé par l'introduction de ce que l'on appelle les langages évolués (voir ci-après). Avant de voir ceux-ci sachez cependant que ce langage machine, bien qu'assez rébarbatif au premier abord est le plus puissant langage de programmation qui soit ; en effet, étant donné qu'il est adapté au microprocesseur puisque c'est en fait une partie intégrante de celui-ci, les programmes y faisant appel seront les plus courts et les plus rapides qu'il sera possible de réaliser pour une application donnée. Sachez aussi que notre ordinateur individuel, contrairement à certaines machines du commerce vous permettra de travailler, si vous le désirez, en langage machine au moyen de deux outils très puissants, l'éditeur de textes et un macro-assembleur (ces termes seront définis ultérieurement).

Notions de langage évolué

Comme le langage machine rebute bien des gens et, surtout, parce qu'il n'est pas compatible d'une machine à l'autre, des langages de programmation dits évolués ont été créés. Ces langages permettent à tout un chacun ayant appris leur vocabulaire de base (très simple pour certains

langages tel le BASIC) d'écrire des programmes qui pourront fonctionner sur tous les ordinateurs existants, sous réserve qu'ils acceptent le langage choisi. En réalité, si l'on va au fond des choses, un ordinateur auquel vous faites exécuter un programme en langage évolué traduit automatiquement, et sans même que vous vous en aperceviez, ce programme en langage machine puis exécute ensuite ce qu'il a ainsi traduit étant donné que, de toute façon, il ne sait exécuter que son propre code machine. Bien que cette phase de traduction ne vous apparaisse pas ; elle existe bel et bien et se traduit par une perte de temps qui, si elle peut être négligée pour les petits programmes, peut atteindre de très grandes proportions pour les programmes longs et complexes. A titre d'anecdote, nous avons un jeu d'échecs qui réfléchit en moyenne 5 minutes par coup lorsqu'il est écrit en BASIC (un des langages évolués) alors qu'il lui faut seulement 30 secondes si on utilise la version écrite en langage machine.

Les noms des langages évolués classiques doivent vous être familiers :

– Le BASIC est le langage le plus répandu chez les amateurs ; c'est un langage qui a été conçu, à l'origine, pour des gens qui n'avaient aucune notion de programmation ; il est donc très facile à aborder et à employer. Très longtemps ignoré pour des applications professionnelles, il commence à refaire surface en raison des nombreuses possibilités dont sont pourvus les BASIC actuels (au détriment de la simplicité d'emploi, mais on ne peut tout avoir). Le BASIC à quand même un défaut, sa standardisation n'est pas assez poussée et il est rare que l'on puisse passer un programme BASIC d'une machine à une autre sans avoir à y apporter de légères retouches.

– Le FORTRAN est le langage de programmation professionnel standard ; on le trouve sur tous les « gros » ordinateurs et tout programmeur digne de ce nom sait programmer en FORTRAN. Son niveau de standardisation est très élevé ce qui permet de passer facilement d'une machine à une autre. Les possibilités en sont étendues mais son utilisation est nettement moins simple que le BASIC et il faut une longue période d'adaptation pour l'utiliser de façon efficace. Ce langage ne se rencontre qu'exceptionnelllement sur du matériel amateur.

– Le PASCAL est un langage relativement nouveau (cinq ans environ) pour simplifier, nous pouvons dire qu'il présente les avantages du BASIC et du FORTRAN sans en avoir les inconvénients. Malheureusement, sa standardisation est encore insuffisante puisque seul un « noyau » de PASCAL est standard, chacun s'ingéniant à ajouter sa touche personnelle.

– Le COBOL, l'ALGOL, le PL1, etc., sont des langages très spécifiques et à usage trop particularisé pour que nous nous y arrêtions ; ils ne se rencontrent, par ailleurs, jamais sur des machines d'amateurs.

Et notre ordinateur individuel dans tout ça, que pourra-t-il faire ? Eh bien, il travaillera, si vous le désirez, en BASIC très évolué (comparable au BASIC étendu sur disquette de notre ancien système) ou en PASCAL ; ceci étant vrai au moment où nous écrivons ces lignes et pouvant évoluer (en mieux) dans l'avenir en fonction de votre intérêt pour cette réalisation. Nous reviendrons, bien évidemment sur ces langages le moment opportun et nous allons passer maintenant à autre chose.

Les différents types de mémoires

Ainsi que nous l'avons évoqué ci-avant, il existe deux grands types de mémoires, celles dans lesquelles l'on peut lire et écrire des données que l'on appelle des RAM et celles où l'on ne peut que lire des données et que l'on appelle des ROM.

Les RAM (de l'Américain Random Acces Memory ce qui signifie mémoire à accès aléatoire) sont donc des mémoires dans lesquelles le microprocesseur va pouvoir lire et écrire des données à tout instant et autant de fois que cela sera nécessaire. Ces mémoires constituent en général les mémoires de travail et l'on y stocke des variables à caractère temporaire. En effet, à la coupure de leur alimentation, les RAM perdent leur contenu ; de plus, à la mise sous tension, une RAM contient des données aléatoires (encore que cela dépende du type exact de mémoire). Les RAM sont divisées en deux grandes familles : les RAM statiques et les RAM dynamiques. Nous ferons appel aux deux familles car, comme nous allons le voir, elles présentent toutes deux des avantages et des inconvénients. Les RAM statiques sont très simples d'emploi : la figure 5 montre à cet effet un boîtier standard et l'on y voit :

– Des lignes d'adresses allant de A0 à A10 dans cet exemple.
– Des lignes de données allant de D0 à D7 dans cet exemple.
– Une ligne d'activation du boîtier appelée CS (pour Chip Select ce qui signifie sélection de la « puce ») qui permet d'activer ou non le boîtier facilitant sa connexion sur une structure de type bus évoquée ci-avant.
– Une ligne R/W (pour Read/Write ce qui signifie lecture écriture) qui sert à indiquer au boîtier mémoire si l'on souhaite écrire ou lire une donnée.

Le fonctionnement est très simple : l'on sélectionne le boîtier en mettant CS au niveau adéquat (bas en général), on applique l'adresse à laquelle on souhaite agir sur A0 à A10, on positionne R/W selon ce que l'on veut faire et, soit on lit la donnée contenue à l'adresse demandée sur D0 à D7, soit on place sur D0 à D7 la donnée à écrire à l'adresse spécifiée. Cette succession d'événements se faisant selon un chronogramme bien précis que nous n'évoquerons point ici. Tant que l'on ne coupe pas l'alimentation, le boîtier RAM statique conserve l'information qui y a été placée. Avec la RAM dynamique, le principe de fonctionnement est analogue, mais, pour que la mémoire conserve l'information qui y a été placée, il faut périodiquement effectuer une opération appelée rafraîchissement de la RAM dynamique, opération qui porte bien son nom si on la compare à l'expression populaire « rafraîchir la mémoire » ; en effet, ce rafraîchissement a pour but de maintenir en bon état l'information qui a été emmagasinée dans la mémoire. Il est évident, même si nous n'entrons pas plus dans le vif du sujet que la nécessité de ce rafraîchissement périodique complique de façon importante la mise en œuvre de ces mémoires. Alors pourquoi en utiliser ? Tout simplement parce que, à prix égal et surtout à encombrement égal, les RAM dynamiques ont une capacité quatre fois supérieure à celle des RAM statiques et une consommation nettement inférieure. Ainsi, notre ordinateur équipé de 64 K-octets de RAM dynamique va utiliser 8 boîtiers consommant en tout 1,6 W alors que pour la même capacité en RAM statique il aurait fallu 32 boîtiers consommant en tout 17 W (soit plus de 3 A sous 5 V).

Ici encore, il n'y a pas de mystère, le rapport de quatre entre les capacités est lié au fait suivant : les RAM statiques utilisent comme cellule mémoire élémentaire une bascule à transistors (voir fig. 6) tandis que les RAM dynamiques utilisent un seul et unique transistor à effet de champ dans la grille duquel on a placé un condensateur ; et l'information mémorisée est en fait la charge de ce condensateur, ce qui explique qu'il faille régulièrement régénérer sa charge afin de

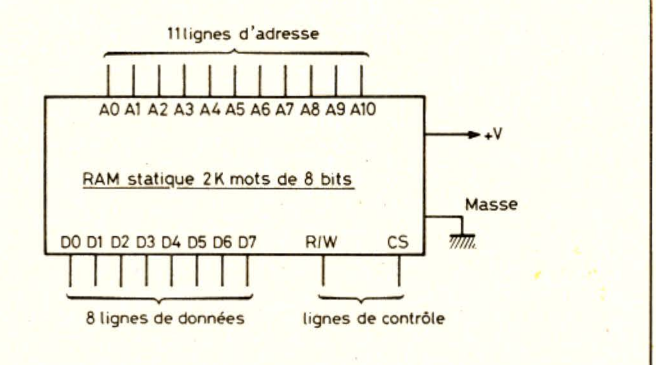


Fig. 5. – Les signaux dont on dispose sur un boîtier de RAM statique de 2 K-mots de 8 bits.

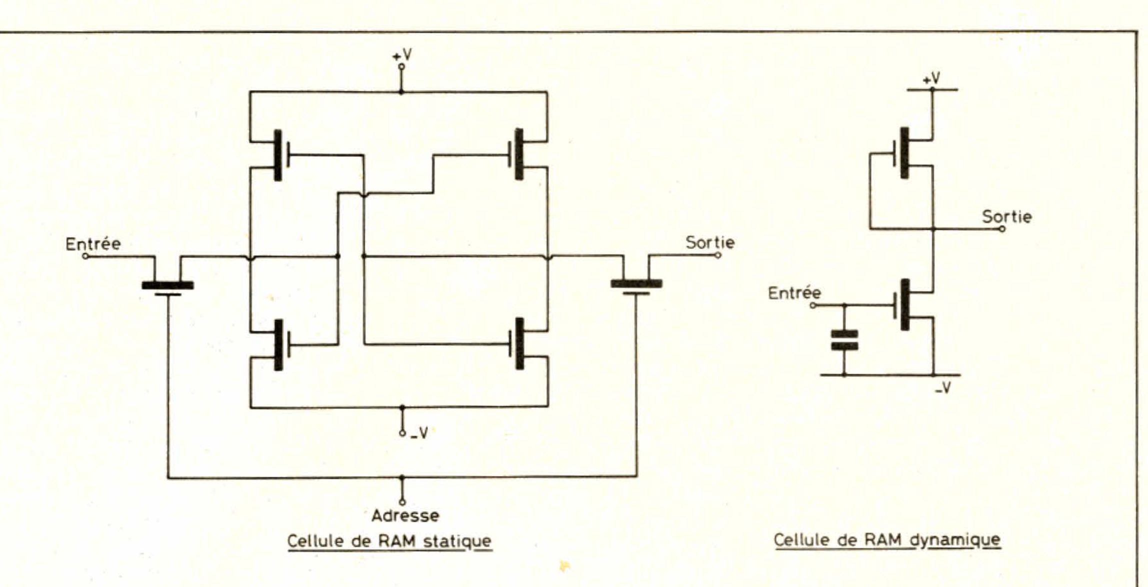


Fig. 6. – Schéma d'une cellule mémoire élémentaire dans le cas d'une RAM statique et d'une RAM dynamique.

ne pas perdre cette information. Après ce tour d'horizon rapide des RAM (nous y reviendrons en temps utile) ; passons aux ROM.

Les ROM, de l'Américain Read Only Memory (ou mémoire à lecture seulement) sont donc des mémoires qui ne peuvent qu'être lues par le microprocesseur, cela signifie qu'il a fallu, à un moment ou à un autre, aller y écrire pour y placer, de manière définitive, de l'information. C'est cette façon d'y placer l'information initiale qui différencie les ROM entre elles. On distingue en effet deux grandes familles de ROM : les ROM programmables par masque et les PROM. Avant de poursuivre, précisons que l'opération consistant à écrire l'information initiale à laquelle nous venons de faire allusion dans une ROM s'appelle la programmation de celle-ci. Les ROM programmables par masque s'éloignent un peu de notre propos, en effet, ces mémoires ne peuvent qu'être programmées par leur fabricant lors de la réalisation du circuit intégré. Il est donc bien évident que ce procédé est réservé aux utilisateurs qui achètent plusieurs centaines de ROM contenant « la même chose ». Ces ROM ont cependant un avantage certain ; elles ont une capacité très importante puisque l'on sait faire jusqu'à 8 K-octets.

Les PROM nous intéressent plus, en effet, ce sont des ROM programmables (sous certaines conditions) par l'utilisateur. Elles sont scindées en deux groupes : les PROM à fusibles et les REPROM ou UVPROM (les EAROM rentrent aussi dans cette famille mais nous aurons l'occasion d'en parler plus avant dans cette réalisation). Les PROM à fusibles sont des mémoires que l'on peut, au moyen d'un programmeur adéquat, programmer une fois pour toutes ; la programmation consistant à faire « sauter » des micro fusibles contenus dans le circuit intégré. Les REPROM par contre peuvent aussi être programmées par un programmeur adéquat mais elles disposent en plus d'une possibilité d'effacement en exposant la puce de la mémoire (placée à cet effet sous une fenêtre en quartz) à un rayonnement ultraviolet de longueur d'onde bien définie. Ces mémoires REPROM ont un grand succès auprès des amateurs et nous y ferons largement appel en raison de leur facilité de programmation, de leur faible coût, de leur capacité importante (jusqu'à 4 K-octets) et de leur simplicité de mise en œuvre.

Bit, byte, octets, K.mots et autres mystères

Lors de notre exposé sur les mémoires, vous avez vu apparaître plusieurs fois le mot K-octets lorsque nous parlions de la capacité des mémoires. Le moment est venu de vous donner quelques explications à ce sujet ainsi que sur les mots qui ornent le titre de ce paragraphe. Nous avons déjà dit, lors des rappels de numération, qu'un chiffre binaire s'appelait un bit (de l'Anglais BInary digiT). Dans notre ordinateur individuel, comme dans la très grande majorité des « petites machines », les données sur lesquelles travaille le microprocesseur sont des mots de 8 bits (encore que, dans notre cas, le 6809 sache manipuler des mots de 16 bits, nous y reviendrons). Un mot de 8 bits s'appelle un octet dans la littérature française et un byte dans la littérature d'outre Atlantique (attention bit se prononce bit, byte se prononce « baillte »). Lorsqu'un mot binaire comporte un nombre de bits autre que 8, on dit que c'est un mot de N bits : il n'y a d'appellation particulière que pour les octets. A propos, vous avez remarqué que l'on ne dit pas un nombre binaire de N bits mais un mot de N bits.

Pour en revenir à des choses plus concrètes, notre ordinateur travaillera donc sur des mots de 8 bits, ou octets, et sa mémoire sera donc arrangée en mots de 8 bits ; on dira qu'elle « fait » N mots de 8 bits ou N octets. Comme nous l'avons exposé lors de l'étude générale de la structure d'un ordinateur, en début d'article, pour retrouver une donnée dans une mémoire, il faut connaître son adresse ; cette adresse est, bien sûr, en binaire et, dans la plupart des ordinateurs à usage personnel est codée sur 16 bits, cela signifie qu'elle pourra varier de 0000 à FFFF (en hexadécimal) ou de 0000 à 65535 si l'on parle en décimal (faites la conversion, c'est un bon exercice !). Dans notre mini-ordinateur, nous disposerons de 18 lignes d'adresse ce qui signifie que nous pourrons aller jusqu'à 262 143 ou 3FFFF si vous préférez. Pour simplifier un peu les choses, et pour parler facilement de taille mémoire, on introduit dans le langage de la micro-informatique une « unité » qui est le K ou K-mots ou K-octets. Par analogie avec mètre et km vous pourriez penser que un K-octets c'est mille octets ; eh bien, c'est presque cela. En effet, 1 000 ne se code pas naturellement de manière simple en binaire ; par contre 1 024 se code très bien puisque c'est 100 000 000 en binaire ou 400 en hexadécimal. L'« unité » de mesure de la mémoire est donc le K-octets qui fait 1 024 octets et l'on parle ainsi de mémoires de 8 K-mots de 8 bits, de 4 K-mots de 8 bits, etc., ce qui veut dire respectivement de 8 192 mots de 8 bits et de 4 096 mots de 8 bits. Les mini-ordinateurs traditionnels ont donc une capacité d'adressage maximale de 64 K-octets (encore que l'on puisse très rarement exploiter à fond cette possibilité) et notre ordinateur individuel aura une capacité mémoire maximale de 256 K-octets. C'est plus que suffisant, même pour une application semi-professionnelle.

Circuits d'interface parallèle et série

Ainsi que nous l'avons dit, les circuits d'interfaces permettent à l'unité centrale d'un ordinateur de dialoguer avec le monde extérieur ou, tout simplement avec l'utilisateur du système. Il existe d'innombrables circuits d'interface selon la source de données qui doit dialoguer avec l'ordinateur. Par exemple, dans un voltmètre numérique programmable, les interfaces d'entrée sont des convertisseurs analogiques digitaux qui transforment en binaire

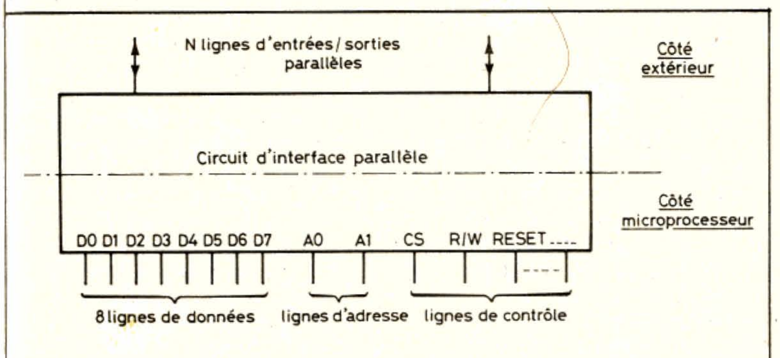


Fig. 7. – Synoptique d'un circuit d'interface parallèle.

les grandeurs analogiques à mesurer et les interfaces de sortie sont les circuits qui commandent les afficheurs que l'utilisateur du voltmètre a sous les yeux. Dans un ordinateur individuel classique, par contre, l'interface d'entrée est très souvent le circuit de couplage d'un clavier style « machine à écrire » et l'interface de sortie est, soit le circuit de couplage à une imprimante, soit le circuit de génération de signaux vidéo dans le cas d'un affichage sur récepteur TV.

Malgré cette diversité, les circuits d'interface se subdivisent en deux grandes familles principales qu'il est bon de connaître, au moins en général, ce sont les interfaces parallèles et les interfaces séries.

Les interfaces parallèles sont les plus simples à assimiler. Considérons à cet effet la figure 7 qui montre le synoptique très simplifié d'un tel circuit. Les données issues du microprocesseur entrent dans ce circuit ainsi qu'un certain nombre de lignes du bus de contrôle. Au moyen de ces lignes de contrôle, il est possible de ne faire rentrer dans le circuit que les données que l'on souhaite au moment où on le désire ; à partir de ce moment, et tant que l'on ne fait pas entrer de nouvelles données, celles-ci sont mémorisées dans le circuit et sont disponibles à sa sortie pour l'utilisateur. Ce procédé est en général réversible et les données que l'on applique côté « extérieur » du circuit peuvent être lues sur les lignes de données par le microprocesseur. Bien sûr, ces circuits sont en réalité très évolués et possèdent de nombreuses autres possibilités que nous décrirons en temps utile.

Le rôle d'un circuit d'interface série est un peu plus délicat à assimiler. Il faut savoir, au préalable, ce qu'est une liaison série et quel est son rôle. Imaginons que nous ayons un terminal, c'est-à-dire un ensemble constitué d'un clavier, d'une électronique et d'un écran de TV à relier à un ordinateur. Le terminal, tout comme l'ordinateur ne comprend que le binaire et travaille également et en général sur des mots de 8 bits. La première idée qui vient à l'esprit est de raccorder ces éléments au moyen d'une liaison parallèle ; il va donc nous falloir tirer 8 fils entre les deux plus une masse plus un ou deux signaux de contrôle, bref, cela va faire un joli câble. Si cette solution est applicable et peut parfois être appliquée, elle n'est que rarement choisie pour ce genre de connexion, en particulier lorsque la liaison est un tant soit peu longue. On lui préfère une liaison du type série, pour ce faire, le mot de 8 bits à envoyer rentre dans un circuit d'interface série, qui est en fait un convertisseur parallèle-série, et, comme le montre la figure 8, nos 8 bits se retrouvent à la queue leu leu sur un seul et unique fil. A l'arrivée, un circuit analogue effectue l'opération inverse et le tour est joué. Pour que cela fonctionne, il faut quand même prendre quelques précautions, en particulier, la vitesse de conversion série parallèle (c'est-à-dire la vitesse de transmission sur la ligne ou encore la fréquence de l'horloge qui entre dans le convertisseur) doit être la même à l'émission que celle qui effectue l'opération inverse à la réception, de plus pour différencier les mots de 8 bits qui se suivent les uns derrière les autres sur ce seul fil, il faut devant chaque mot de 8 bits un bit spécial appelé bit de start et derrière chaque mot de 8 bits, un bit spécial appelé bit de stop. Ces bits sont ajoutés automatiquement par le circuit d'interface série lorsqu'il travaille en émission et sont enlevés automatiquement par ce même circuit lorsqu'il travaille en réception. Par ailleurs, pour accroître la sécurité de la transmission, ces circuits peuvent faire seuls un certain nombre de contrôles dont ils peuvent rendre compte au microprocesseur. L'emploi de ces circuits étant assez répandu, nous aurons l'occasion de revenir plus longuement sur leur fonctionnement et sur leur principe. La figure 9 présente le synoptique simplifié d'un tel circuit. Remarquons simplement que du côté extérieur, en plus d'une ligne de sortie et d'une ligne d'entrée (ce circuit étant bidirectionnel), nous disposons de deux pattes pour définir l'horloge de transmission évoquée ci-avant ainsi que de deux pattes de signaux de contrôle qui, comme nous le verrons permettent, soit de connecter un MODEM, soit de travailler avec des terminaux lents de manière normale et sans que le microprocesseur n'ait à se soucier de quoi que ce soit.

Le bus de notre ordinateur individuel

Toutes ces considérations théoriques étant vues, nous allons commencer à nous rapprocher de la pratique avec la description des signaux du bus de notre système, bus que nous réaliserons, ainsi que l'alimentation, dès le mois prochain.

Notre bus est à un format compatible EXORciser, c'est-à-dire que toutes les cartes revêtues de ce label pourront être mises dans l'ordinateur sans difficulté ; cela n'est peut être pas très intéressant pour l'amateur mais pour ceux d'entre vous qui envisagent une utilisation professionnelle de la chose, sachez qu'il existe une centaine de

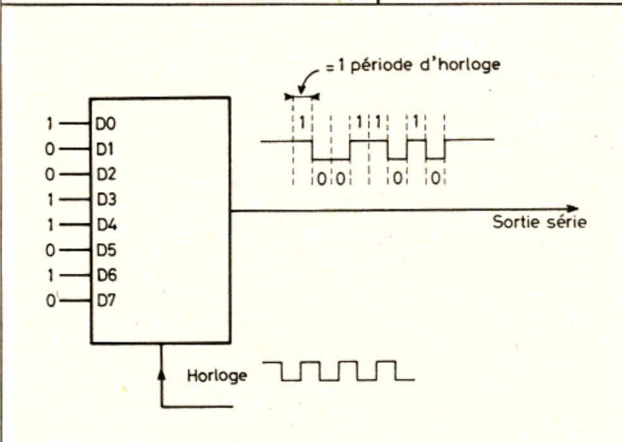


Fig. 8. – Principe général d'une liaison série : conversion parallèle-série.

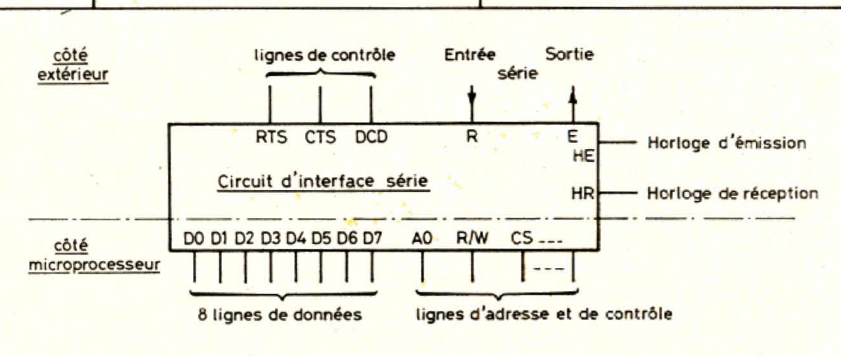


Fig. 9. – Synoptique d'un circuit d'interface série.

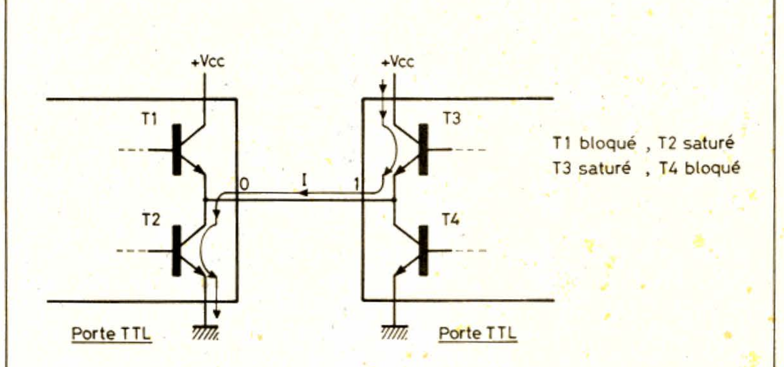


Fig. 10. – Voici pourquoi il ne faut pas relier deux sorties de portes TTL classiques entre elles.

cartes à ce format, tant chez Motorola avec sa gamme Micromodules que chez EFCIS ou d'autres fabricants français et étrangers. Par ailleurs, et pour cette raison, les cartes de l'ancien mini-ordinateur sont strictement compatibles des cartes du nouveau système. Le format des cartes proprement dit a par contre été réduit par rapport aux cartes EXORciser ; cette décision avait été prise pour l'ancien mini-ordinateur et nous l'avons conservée pour maintenir la compatibilité, même sur le plan mécanique.

Le bus est équipé de connecteurs encartables de deux fois 43 contacts au pas de 3,96 mm comme nous le verrons le mois prochain, les 86 lignes ainsi définies ne sont cependant pas toutes utilisées ni même définies. Nous allons voir ci-après celles que nous allons utiliser :

– 18 lignes d'adresses A0 à A18, le rôle de ces lignes se passe de commentaire ; ces lignes peuvent passer en trois états (voir plus avant) ; ces lignes sortent de la carte CPU09 (donc du microprocesseur).

– 8 lignes de données D0 à D7, le rôle de ces lignes est tout aussi évident que le précédent ; ces lignes sont aussi trois états.

– 1 ligne RESET active au niveau bas et qui sert à la remise à zéro du système.

– 1 ligne HALT active au niveau bas et qui permet de mettre l'unité centrale en halte.

– 1 ligne IRQ active au niveau bas qui est une entrée d'interruption masquable sur l'unité centrale (notion définie ultérieurement).

– 1 ligne FIRQ active au niveau bas qui est une ligne d'interruption rapide masquable sur l'unité centrale (idem).

– 1 ligne NMI active au niveau bas qui est une ligne d'interruption non masquable sur l'unité centrale (idem).

– 1 ligne E ou phi2 qui est une sortie d'horloge de l'unité centrale, cette ligne sert de référence de temps à tous les circuits du système comme nous le verrons par la suite ; cette ligne n'est pas trois états.

– 1 ligne VMA qui est une sortie de l'unité centrale indiquant la validité ou non des adresses présentes sur les lignes A0 à A18 ; cette ligne est active au niveau haut et n'est pas trois états.

– 2 lignes BA et BS qui sont des sorties de l'unité centrale indiquant dans quel état se trouve celle-ci (normal, en halte, en reconnaissance d'interruption, etc.) ; ces lignes ne sont pas trois états.

– 1 ligne R/W ou lecture écriture qui est une sortie de l'unité centrale et qui indique si celle-ci lit (R/W = 1) ou écrit (R/W = 0) dans la mémoire ; cette ligne est trois états.

– 1 ligne PERI sortant de la carte CPU09 et qui est utilisée pour le prédécodage d'adresse des périphériques.

Nous reviendrons bien évidemment sur le rôle de ces lignes au fur et à mesure de cette étude, mais il était bon que vous ayez déjà un aperçu de leur nombre et de leur rôle afin que cela ne soit pas totalement nouveau lorsque nous vous présenterons le schéma de la carte unité centrale. Nous allons cependant préciser ce que l'on entend par ligne trois états et ligne à collecteur ouvert (bien que cette dernière n'ait pas encore fait son apparition).

Vous savez, ou, si ce n'est pas le cas, nous vous le rappelons, qu'il est interdit de relier entre elles deux sorties TTL car, comme le montre la figure 10, si les deux sorties ne sont pas dans le même état, cela équivaut à faire un court-circuit franc de l'alimentation par les transistors de sortie des portes, et ils n'y résistent pas ! Une sortie TTL normale (deux états, 0 ou 1) se prête donc très mal à la notion de bus évoquée en début d'article puisque nous avons vu que toutes les lignes de même nom étaient reliées entre elles. Il est donc fait appel, dans tout circuit servant en micro-informatique à des sorties « trois états » (ce qui est un comble en binaire !). Les circuits équipés de telles sorties présente la propriété de voir celles-ci passer en haute impédance (ce qui équivaut à une déconnexion) sous l'action d'un signal appliqué à une patte adéquate du circuit, patte ayant généralement pour nom CE (Chip Enable), CS (Chip Select), OE (Output Enable) ou encore tout simplement E (Enable), « enable » signifiant autoriser ou valider. Sous réserve d'une gestion logique de ces pattes d'activation, il devient possible de connecter autant de sorties trois états entre elles qu'on le désire.

Fig. 11. – Connexion entre elles de plusieurs sorties de portes à collecteur ouvert.

Une autre solution, ne conduisant cependant pas à des résultats analogues, consiste à faire appel à des portes à collecteur ouvert. Comme le montre la figure 11, l'étage de sortie de tels circuits n'est plus équipé de deux transistors mais d'un seul. La sortie étant son collecteur, il devient donc possible de relier autant de telles sorties entre elles que l'on souhaite sur une seule charge commune, réalisant ainsi ce que l'on appelle un OU câblé (il suffit en effet qu'une quelconque des sorties soit à zéro pour que la sortie globale soit à zéro, mais nous y reviendrons...).

Conclusion

Nous allons nous arrêter là pour aujourd'hui, les notions théoriques que nous avons évoquées étant assez importantes et assez nombreuses pour nous permettre d'aborder sans difficulté la première phase de cette réalisation.

Nous vous conseillons de ne pas chercher à trop approfondir ce que nous avons exposé, nous y reviendrons en effet lorsque le moment sera opportun ; de même, ne vous inquiétez pas si quelques notions vous ont échappé, cela ne vous empêchera pas de mener à bien la réalisation de votre ordinateur individuel, et, lorsque vous l'aurez entre les mains vous verrez que la micro-informatique, mais c'est très simple... ou presque.

Le mois prochain, nous parlerons boîtier, nous réaliserons le circuit imprimé de fond de panier, c'est-à-dire celui qui supporte ce fameux bus que nous venons de présenter, et nous réaliserons aussi l'alimentation ; faites chauffer vos fers à souder en prévision...

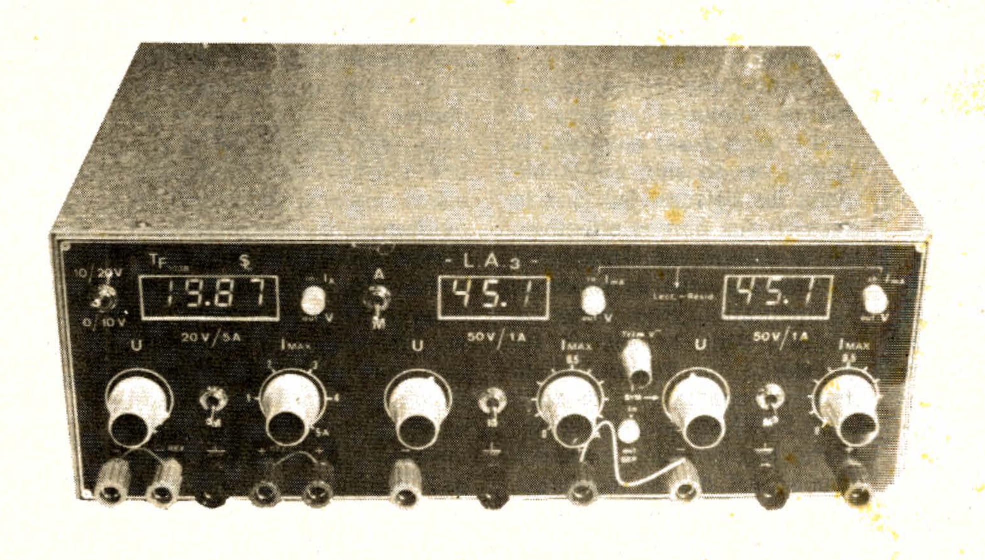
L'auteur ne voudrait pas terminer sans vous présenter ses meilleurs vœux pour 1982 ; il en profite également pour remercier ici, les lecteurs qui, fort nombreux, lui ont adressé les leurs et auxquels il n'a pas toujours pu répondre directement.

(A suivre.)

C. TAVERNIER

Adresses utiles :
FACIM, 19, rue de Hegenheim, 68300 Saint-Louis.
INCODEC, 9, chemin de Laprat, 26000 Valence.

Réalisez une alimentation de laboratoire



– I –

La genèse !

L'ALIMENTATION de laboratoire est probablement l'appareil le plus utile qui soit. En effet, le moindre montage doit être mis sous tension pour fonctionner et la possession d'une source de courant convenable est un problème sans cesse reposé.

En fait, le plus souvent, ce n'est pas UNE source de courant qui est nécessaire, mais DEUX ou TROIS !! C'est ce qui se produit lorsque le montage sur lequel on travaille contient des circuits logiques d'une part et des circuits analogiques d'autre part. Ainsi, il faut souvent + 5 V pour les premiers, à intensité assez forte et ± 15 V pour les seconds, à moindre intensité.

Une banale alimentation à tensions fixes semblerait pouvoir faire l'affaire, mais bien vite, on s'aperçoit que cette solution figée a de gros inconvénients. Par exemple, si les circuits TTL requièrent effectivement toujours + 5 V, par contre les circuits C-MOS sont plus accommodants et leur alimentation peut varier de + 3 V à + 15 V selon les montages réalisés. Quant aux amplis opérationnels, parfois il leur faudra ± 5 V, parfois ± 9 V, ou ± 12 V... D'où la nécessité d'une source à tensions variables. Cette variation possible permettant d'ailleurs une étude plus poussée du comportement des circuits en fonction de leur tension d'alimentation.

Dès à présent, la **triple alimentation variable** s'impose à notre esprit. Il reste alors à déterminer les amplitudes de ces variations.

- Pour l'alimentation « de puissance », nous voulons pouvoir remplacer sans difficulté la fameuse batterie de « 12 V », source d'alimentation de très nombreux appareils susceptibles de fonctionner à bord de véhicules. Cette batterie donne en fin de charge presque 15 V. En prévoyant une fourchette de 0 à 20 V, nous sommes sûrs de couvrir la presque totalité des cas.
- Pour la double alimentation des amplis OP, en principe, on pourrait se contenter de ± 15 V maximum. Mais prévoyant d'autres utilisations, nous avons vu beaucoup plus large et avons choisi de couvrir de 0 à ± 50 V. Cela a l'avantage de donner 100 V en mettant les deux sections en série et même 120 V en mettant les trois.

Le problème des **intensités maximums** fournies est plus difficile. En effet, on est tenté de voir « grand » ! Mais, à la réflexion, on se dit que les grosses intensités coûtent très cher, ce qui incite à choisir une option plus raisonnable. En définitive, nous nous sommes arrêtés à 5 A pour l'alimentation de puissance, ce qui porte à 100 VA la puissance du transformateur d'alimentation de cette section et à 1 A, l'intensité des deux autres sections. Notons d'ailleurs, que moyennant quelques précautions, les trois sections peuvent être connectées en parallèle, portant alors à 7 A l'intensité

globale susceptible d'être fournie. Ce n'est pas mal du tout !

Une alimentation de laboratoire doit **résister aux mauvais traitements !** Par exemple aux courts-circuits qui ne manquent pas de se produire lors des manipulations avec fils volants. L'alimentation que nous vous proposons est évidemment protégée ! Le court-circuit franc ne lui fait pas peur. Elle délivre simplement dans ce cas le courant maximum qui a été programmé. Ce maximum est réglable depuis 0 jusqu'à 5 A pour la section 0/20 V et de 0 à 1 A pour les sections 0/50 V. L'alimentation passe alors automatiquement du régime de TENSION CONSTANTE au régime de COURANT CONSTANT. La stabilité du courant étant dans le pire des cas de 0,2 %.

Une alimentation de laboratoire doit évidemment présenter des caractéristiques de **stabilité de tension** supérieures à celles des banales alimentations classiques. Le choix du montage est déterminant. Ici, c'est au circuit intégré MC1466L de Motorola que cette délicate mission a été confiée. Le résultat est excellent puisque nous obtenons une stabilité de la tension de sortie de 0,01 % + 1 mV. La résiduelle de ronflement et de bruit est de l'ordre de 1 mV, à pleine charge. La stabilité en fonction de la température est remarquable, de l'ordre de 0,01 %/°C.

Une alimentation de laboratoire doit indiquer clairement la **valeur des tensions et courants** qu'elle produit. Généralement, on se contente de galvanomètres à aiguilles pour mesurer intensités et tensions. C'est bien dommage, car ces appareils ont en général une fort mauvaise précision, se situant très en dessous des possibilités de l'électronique. De surcroît, un galvanomètre est cher, il est fragile et occupe une surface importante sur la face avant de l'appareil. Toutes ces considérations nous ont très vite amené à opter pour des mesures numériques. Finalement à l'heure actuelle, un voltmètre numérique est à peine plus cher et combien meilleur ! Ainsi, la section 0/20 V est équipée d'un voltmètre 2 000 points, mesurant à 10 mV par point. Les sections 0/50 V sont équipées d'un modèle similaire mais mesurant en 500 points, à raison de 0,1 V par point.

L'action sur un commutateur transforme les voltmètres en ampèremètres et nous mesurons alors dans la première section de 0 à 5,00 A, donc à 10 mA par point et dans les deux autres de 0 à 999 mA, soit 1 mA par point.

Lorsqu'une alimentation fournit quelques ampères à une charge assez éloignée, la chute de tension inévitable dans les liaisons fait que la tension aux bornes effectives de la charge est légèrement inférieure à celle de sortie de l'alimentation. Pour éviter ce défaut, dans la section de puissance, la mesure de la tension régulée peut se faire AUX BORNES de la CHARGE. Cette tension étant exploitée d'une part par le régulateur interne et d'autre part par le voltmètre d'affichage. Dans ce but, les points de mesure de référence sont sortis sur la face avant et peuvent être connectés soit directement aux sorties + et – de l'alimentation, soit par l'intermédiaire de fils fins, aux bornes de la charge.

Les amplis OP sont en principe alimentés en tensions positives et négatives symétriques par rapport au potentiel OV, ou de masse. Si nous voulons étudier le fonctionnement du montage selon sa tension d'alimentation, il faut alors faire varier en même temps tension positive et tension négative. Une telle variation manuelle, en parfait accord, si elle peut constituer un bon test de coordination des mouvements de l'opérateur, n'en est pas moins une sorte de gageure.

L'alimentation LA3 décrite apporte la réponse à ce problème : il s'agit du mode « Symétrique » ou « Tracking », s'obtenant simplement en enfonçant un poussoir et qui permet de faire varier symétriquement, à 1 point de voltmètre près les deux tensions. Une des sections devient « Maître », c'est son réglage de tension qui est déterminant. L'autre section est « Esclave » et se borne à suivre la tension du maître, son propre réglage étant hors circuit. On passe alors progressivement de ± 1 V à ± 50 V sans la moindre difficulté !

Imaginons un coûteux ensemble de circuits intégrés alimentés en 5 V par la section 0/20 V. Supposons que cet ensemble consomme 2 A. Une distraction fâcheuse, un faux mouvement peut faire passer les 5 V à une tension bien supérieure, allant jusqu'à 20 V ! C'est évidemment l'inconvénient d'avoir une tension réglable !

Gageons que nos circuits n'apprécieront pas cette petite plaisanterie et en profiteront pour rendre leur dernier soupir ! Pourtant il aurait suffi que nous réglions l'intensité maximale à une valeur très peu supérieure à 2 A, pour les sauver !

Un exemple : supposons l'alimentation réglée à vide pour donner une tension de 6 V. Cela s'obtient en gamme 0-10 V de la section 0/20 V.

Si nous commutons le changement de gamme en 10-20 V, la sortie grimpe de 10 V et arrive à 16 V.

Faisons la même expérience en charge, en supposant un débit de 2 A sous 6 V. Réglons l'intensité maximale admise à 2,2 A et passons brutalement en 10-20 V : l'alimentation passe alors en régime de courant constant de 2,2 A, ce qui donne aux bornes de la charge une tension de

$$\frac{6 \times 2,2}{2} = 6,6 \text{ V}$$

soit une élévation de tension de 0,6 V au lieu des 10 V précédents. La charge, même si elle est fragile, supportera sans peine une surtension aussi faible et sera épargnée !

Cette protection est assurée par la caractéristique rectangulaire de l'alimentation permettant le passage rapide du régime tension constante au régime courant constant, la régulation de tension se faisant très bien jusqu'au voisinage immédiat du seuil de basculement. Ceci est à porter au crédit du MC1466, évidemment !

Pour en terminer avec cette étude de présentation de l'alimentation de laboratoire LA3 que nous vous proposons aujourd'hui, signalons encore quelques détails :

– Nous avons muni chaque section d'un interrupteur individuel, mais il existe de plus un interrupteur général. Cela permet la mise sous tension simultanée des trois sections, ce qui est primordial pour certains montages. Par ailleurs, une section inutile peut rester à l'arrêt.

– La réalisation de LA3 est facile, le résultat final est certain. Aucune mise au point, sauf calibrage des affichages.

– Le jeu complet des composants nécessaires est fourni par la maison Selectronic de Lille. Donc pas de problème d'approvisionnement.

– Si vous ne désirez pas monter l'alimentation triple, mais une seule section, ce sera possible, un coffret spécial pour une section étant prévu.

– Pour ceux qui trouveraient l'investissement un peu lourd, nous signalons que l'équivalent commercial, disponible dans la catégorie professionnelle, vaut au moins trois fois le prix de l'ensemble complet des pièces détachées !

Alors, soyez-en persuadés, avec LA3, vous aurez une alimentation de grande classe, pour un prix amateur. Ainsi, encore une fois, les lecteurs du Haut-Parleur ont la possibilité de se doter d'un équipement de haut de gamme.

Avec LA3, vous jouerez juste !!!

Ne ratez pas cette occasion !

— II —

Les caractéristiques de LA3

Triple alimentation stabilisée de laboratoire.

Les trois sections sont parfaitement indépendantes.

1. Caractéristiques communes des sections

– Régulation série à caractéristique rectangulaire.
– Régime à tension constante ou régime à courant constant.
– Réglage de la tension constante par potentiomètre 10 tours.
– Réglage du courant constant par potentiomètre simple.
– Réglage de tension et de courant à partir de 0 vrai.
– Sorties flottantes, possibilité de relier soit le +, soit le – à la masse.
– Mise en série des sections possible.
– Mise en parallèle des sections possible avec précautions.
– Régulation en fonction du réseau : 0,03 %.
– Régulation de la tension en fonction de la charge : 0,03 %.
– Régulation du courant : 0,2 %.
– Ondulation résiduelle : max. 1 mVcc à pleine charge.
– Coefficient de température : 0,01 %/°C.
– Mesure des tensions et intensités par multimètres numériques. Précision 0,1 %. Affichage à LEDS, chiffres de 10 mm.

2. Caractéristiques particulières aux sections

a) Section 0/20 V

– Deux gammes de tension : 0-10 V et 10-20 V. Changement de gamme par tumbler à verrouillage mécanique, évitant les fausses manœuvres, variation de 1 V par tour de potentiomètre.– Intensité maximale de 5 A, réglable de 0 à 5 A.
– Sortie des bornes de référence pour une mesure aux bornes de la charge et régulation à distance.
– Mesure de la tension en 2 000 points, soit 10 mV par point.
– Mesure de l'intensité en 500 points, soit 10 mA par point.

b) Sections 0/50 V

– Une seule gamme de tension de 0 à 50 V. Variation de 5 V par tour de potentiomètre.
– Intensité maximale de 1 A, réglable de 0 à 1 A.
– Fonctionnement séparé des deux sections ou fonctionnement en symétrique (Tracking) erreur maximale de symétrie de 1 point de voltmètre. Vernier de fignolage de la symétrie.
– Mesure de la tension en 500 points, soit 1/10 V par point.
– Mesure de l'intensité en 1 000 points, soit 1 mA par point.

3. Autres caractéristiques

– Dimensions : l = 290, h = 100, p = 270 (avec radiateur)
– Poids : environ 7 kg.
– Alimentation : 220 V, 50 Hz.
– Toutes sorties sur la face avant.

— III —

Etude théorique du MC1466L

Les trois sections de notre alimentation stabilisée utilisent le principe de la régula-

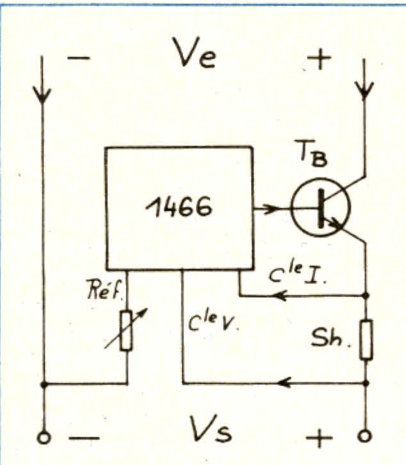


Fig. 1. – Principe de la régulation par le MC 1466 L.

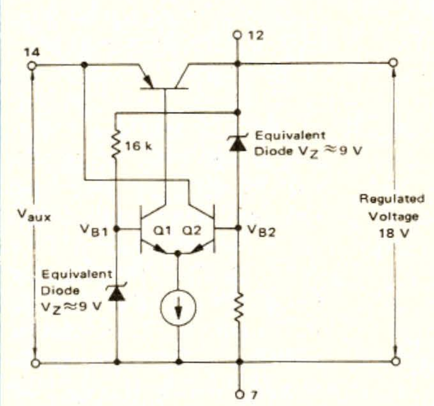


Fig. 3. – Le générateur de tension de référence interne.

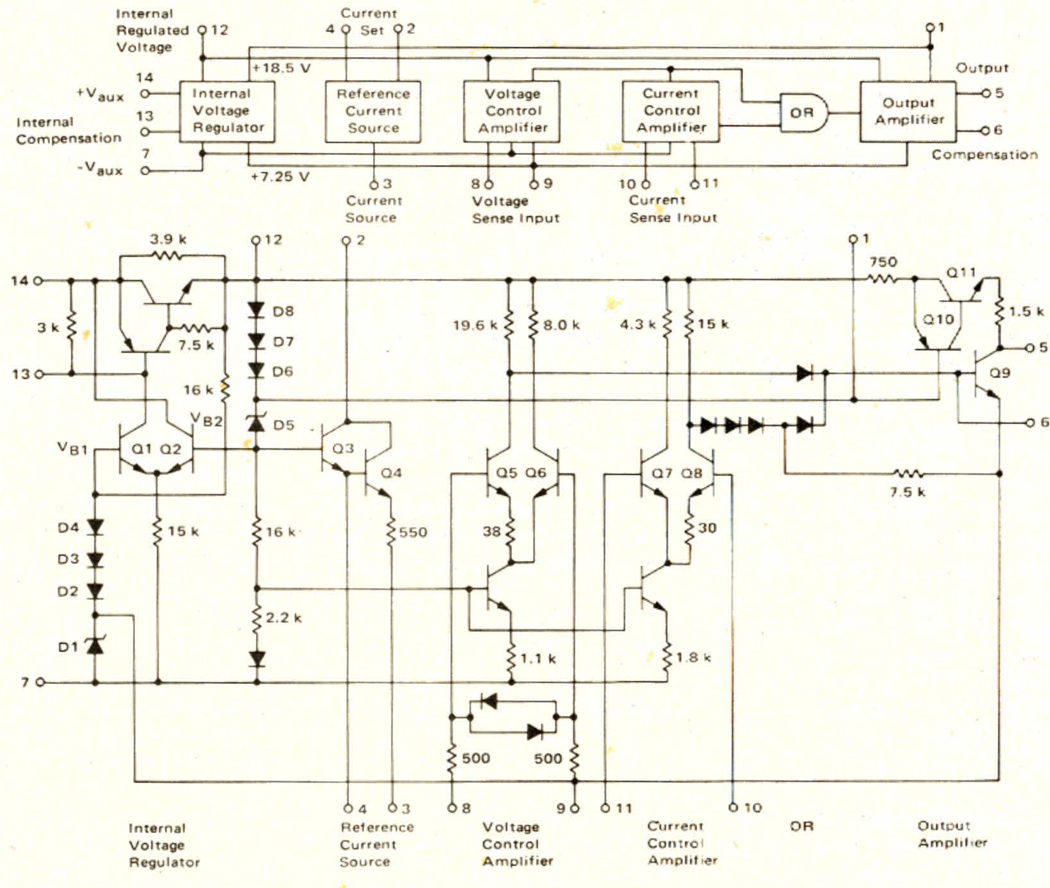


Fig. 2. – Structure interne détaillée du MC 1466 L.

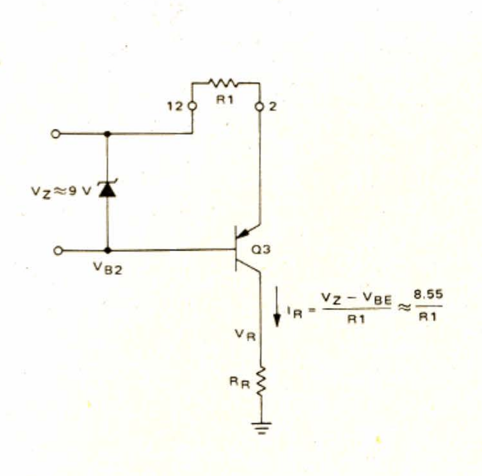


Fig. 4. – Le générateur de courant constant.

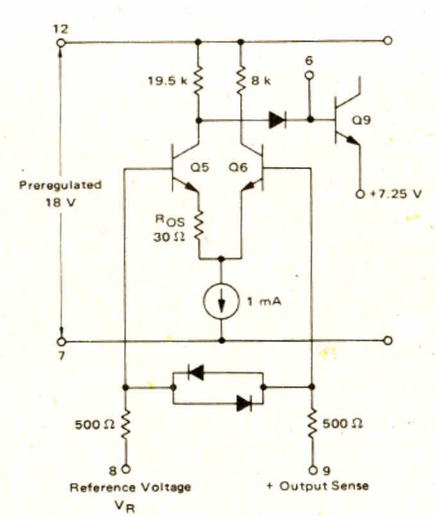


Fig. 5. – Amplificateur de contrôle « tension ».

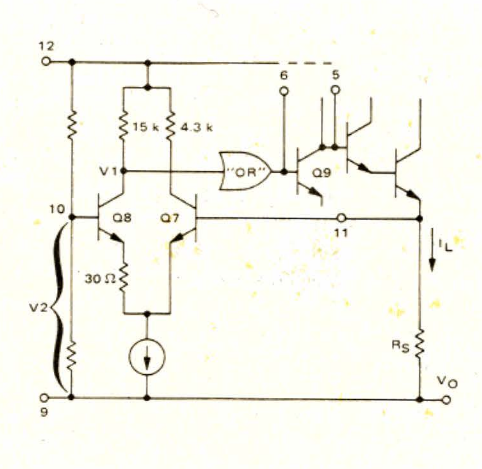


Fig. 6. – Amplificateur de contrôle « courant ».

tion série, dans laquelle un transistor ballast joue le rôle de résistance variable en ramenant la tension d'entrée du système de redressement et de filtrage à la valeur désirée (voir fig. 1).

La tension de sortie est constamment comparée à une tension de référence. Toute variation est immédiatement corrigée par le système de régulation contrôlant le transistor ballast.

L'intensité fournie est mesurée aux bornes d'un shunt. Dès que le débit excède la valeur limite prévue, le régulateur bloque assez le ballast pour que celui-ci ne laisse passer que l'intensité prévue.

Bien sûr, toute la régulation est assurée par un circuit intégré spécifique : c'est le MC1466L de Motorola. Nous allons étudier le fonctionnement de ce circuit.

La figure 2 donne la structure interne du 1466 et nous pouvons y distinguer clairement les six parties principales.

1. Le générateur de tension de référence interne

Ce générateur va assurer le propre fonctionnement du 1466, en alimentant un certain nombre de ses sections. La figure 3 en donne le schéma simplifié. Les zeners D_1 et D_5, avec leurs diodes polarisées D_2 à D_4 et D_6 à D_8 forment une référence stable nécessaire à l'équilibre de l'ampli différentiel Q_1/Q_2. A l'équilibre ($V_{B1} = V_{B2}$) la tension de sortie entre 12 et 7 est égale à 2 fois la valeur d'entrée de l'ampli : $V_{12} - V_7 = 2\ (V_{D1} + V_{D2} + V_{D3} + V_{D4})$ donc 2 fois 9 V ou 18 V environ. Diverses tensions sont prélevées sur ces diodes pour l'alimentation des autres sections.

2. Générateur de courant

L'association composite des transistors Q_3 et Q_4 réalise un transistor NPN à fort gain, simplifié en Q_3 de la figure 4. On y reconnaît le classique générateur de courant constant, avec sa résistance d'émetteur déterminant la valeur du courant. Les 9 V sur la base donnent environ 8,55 V sur l'émetteur et on a ainsi un courant constant

$$I_R = \frac{Vz - Vbe}{R_1}$$

soit $\frac{8,55}{R_1}$

Si R_1 = 8,55 kΩ, on a I_R = 1 mA. Pratiquement, nous avons utilisé une résistance de 8,25 kΩ. Cette résistance doit avoir un faible coefficient de température, ce sera donc un modèle 1 %.

Le courant de référence I_R passe alors dans la résistance de référence R_R, qui n'est autre que le potentiomètre multitours de réglage de tension, et y détermine la tension de référence du système donnant la valeur de la tension de sortie V_S.

3. Amplificateur de contrôle de tension

(voir fig. 5)

Il est constitué de l'ampli différentiel Q_5, Q_6, alimenté en courant constant. La tension de référence précédente est appliquée à l'entrée 8 et la tension de sortie à contrôler est appliquée à l'entrée 9. Noter les résistances et diodes internes de protection des deux entrées. Toute différence de tension entre 8 et 9 déséquilibre l'ampli différentiel qui commande le transistor de sortie Q_9 du 1466, cette sortie actionnant les transistors externes et le ballast. Notons que l'entrée 9 est référencée au + 7,25 V (voir fig. 2). Il faut donc que la tension d'alimentation du 1466 soit « flottante » par rapport à la tension régulée V_S. Ainsi, le picot 7 (–) du 1466 est-il toujours à 7,25 V en dessous de V_S, tandis que le picot 12 (+ régulé) est toujours à environ 11 V au-dessus de V_S. Cette particularité impose une alimentation complètement indépendante du 1466, avec enroulement de transformateur, redresseur et éléments de filtrage, non reliés à la masse ou (–) général.

Remarquer aussi la présence de la résistance R_{OS} dans l'émetteur de Q_5. Cette résistance réalise un « offset » de 15 mV environ, permettant d'amener la tension de sortie V_S à 0 vrai.

4. Amplificateur de contrôle de courant

(voir fig. 6)

On y trouve un ampli différentiel Q_7, Q_8 pratiquement comparable au précédent. On applique sur 10 une tension V_2 déterminée par un pont situé entre le 12 (+ régulé) et le + 7,25 V (picot 9). Les résistances de ce pont sont externes et permettent la programmation du courant. Par ailleurs, la tension déterminée par l'intensité de sortie I_L passant dans le shunt externe R_S est appliquée sur l'autre entrée 11. Tant que la tension aux bornes de R_S est inférieure à V_2, l'ampli différentiel est sans action sur Q_9, permettant le fonctionnement du 1466 en mode tension constante, contrôlée par la paire Q_5-Q_6 (fig. 5). Par contre, lorsque la tension aux bornes de R_S atteint 15 mV en dessous de V_2, la tension du collecteur de Q_8 (V_1) commence à monter très rapidement et prend le contrôle de Q_9, par l'intermédiaire de la

liaison à 4 diodes. On notera que ces 4 diodes et la cinquième, venant de Q_5 constituent une fonction logique OU, n'autorisant qu'un mode à la fois. Dans les conditions précédentes, le 1466 passe en mode courant constant.

La résistance de 30 Ω réalise l'offset des 15 mV et autorise le contrôle de courant à partir de 0. La valeur du courant constant est prédéterminée par l'ajustage de la tension V_2, par les résistances externes.

Le gain de l'ampli différentiel étant important, le basculement entre les deux modes est très brutal et cela permet l'obtention de la fameuse caractéristique rectangulaire dont nous avons déjà parlé (voir fig. 7). La tension reste bien constante jusqu'au moment où l'intensité est atteinte.

5. Etage de sortie

(voir fig. 8)

Cet étage est nécessaire d'abord pour avoir la phase convenable du signal de sortie permettant de commander des transistors NPN externes. Il faut aussi que l'intensité de commande de ces transistors soit suffisante. Le transistor Q_9 est alimenté par un courant constant de 1,5 mA (par Q_{10} et Q_{11} de la figure 2). Ce courant va passer en partie dans Q_9 et en partie dans les transistors externes. Donc, si Q_9 se bloque, le courant sortant de 5 augmente et inversement. Pour que la régulation soit bonne, il ne faut pas que le courant sortant de 5 dépasse 0,5 mA. Au-delà, la qualité de la régulation diminue. Ainsi, pour une intensité de sortie I_L de l'alimentation de 5 A, il faut prévoir un ensemble de transistors externes ayant un gain total de 5 000 : 0,5 = 10 000 minimum. C'est la raison pour laquelle nous avons utilisé en ballast de puissance, des Darlingtons dont le gain est de l'ordre de 1000. Commandés par des transistors intermédiaires de gain supérieur ou égal à 100, nous disposons d'un gain global de l'ordre de 100 000 au moins garantissant une réserve considérable et du coup, une régulation excellente.

– IV –

Schémas pratiques des alimentations

1. Section 0/20 V

(voir fig. 9)

Le MC1466L est alimenté par un petit transfo 2 × 9 V. Le premier secondaire débite sur un doubleur de tension permettant d'obtenir, compte tenu du faible débit exigé (10 mA environ) une tension un peu supérieure à 25 V, entre les picots 7 et 14 du circuit. C'est tout à fait convenable, les limites de cette tension devant être 21 V et 30 V. Le condensateur C_4 est nécessaire pour la compensation en fréquence de 1466. Le condensateur C_3 le protège contre les transitoires véhiculées par le secteur. Notons que le deuxième secondaire 9 V du transfo sert à l'alimentation du voltmètre numérique.

Le transformateur principal (12 V + 9 V, en 100 VA) alimente un redresseur en pont supportant 10 A. La tension redressée est filtrée par un 10 000 µF, 40 V. Le modèle utilisé fait partie d'une nouvelle série de CEF, dite « Taille Basse » et présentant de ce fait un très faible encombrement en hauteur.

Une commutation en deux gammes a été prévue pour soulager les ballasts. En effet, comme cette section sera souvent utilisée pour donner 5 V, ces derniers doivent dissiper l'excédent, soit au minimum 15 V, sous l'intensité demandée. Si nous tirons 5 A, les ballasts devront alors dissiper 15 × 5 = 75 W, d'où volumineux radiateur. Avec la commutation, réduisant la tension d'entrée à quelque 12 V, les ballasts, dans les mêmes conditions ne dissipent plus que (12 – 5) × 5 = 35 W, ce qui est plus de 2 fois moins ! Attention cependant car si l'on court-circuite l'alimentation en gamme 10-20 V, la tension V_S passe à 0 et l'on retrouve une dissipation dans les ballasts de 20 × 5 = 100 W, si l'intensité est préréglée à 5 A. On notera cependant qu'une alimentation stabilisée n'a pas pour mission première de débiter dans un court-circuit. Si vous désirez 5 A en régime de courant constant, il faudra vous mettre en gamme 0-10 V, pour laquelle la dissipation sera deux fois moindre.

Pour éviter une fausse manœuvre catastrophique consistant à confondre tumbler d'arrêt et tumbler de commutation de gammes, ce qui a pour effet, au lieu de l'arrêt escompté, de faire passer brutalement la tension de sortie de 5 V à 15 V, par exemple, avec toutes les conséquences qui en découlent, le tumbler de changement de gammes est un modèle de verrouillage. Pour changer de gammes, il faut vraiment le vouloir et le faire exprès !

Pour avoir une marge considérable de sécurité, nous avons monté deux Darlingtons en parallèle pour fournir les 5 A. Chacun ne débite donc au maximum que 2,5 A. Les deux bases sont commandées par un petit transistor BC549C, à fort gain. Les condensateurs C_6 et C_7, la résistance R_1 contribuent à la compensation en fréquence du système. Les résistances R_4 et R_5 évitent de volatiliser les ballasts dans le cas du court-circuit de V_S, le condensateur de filtrage de 10 000 µF risquant de provoquer une surintensité instantanée de décharge très élevée et destructrice.

Le courant de sortie traverse le shunt R_S réalisé avec du fil de constantan. La tension développée est appliquée sur 11 du 1466 (revoir la fig. 6). Par ailleurs le potentiomètre P_1, associé à R_7 donne la tension V_2 appliquée en 10 et destinée à fixer le point de basculement de l'ampli de contrôle de courant.

La résistance R_6 détermine l'intensité du générateur de

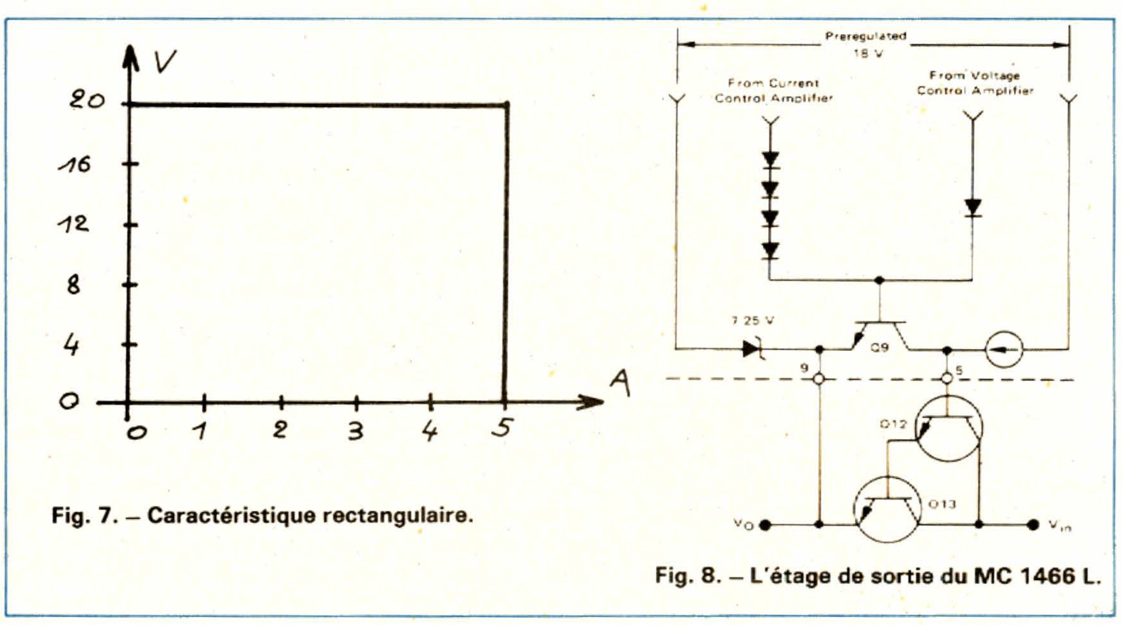


Fig. 7. – Caractéristique rectangulaire.

Fig. 8. – L'étage de sortie du MC 1466 L.

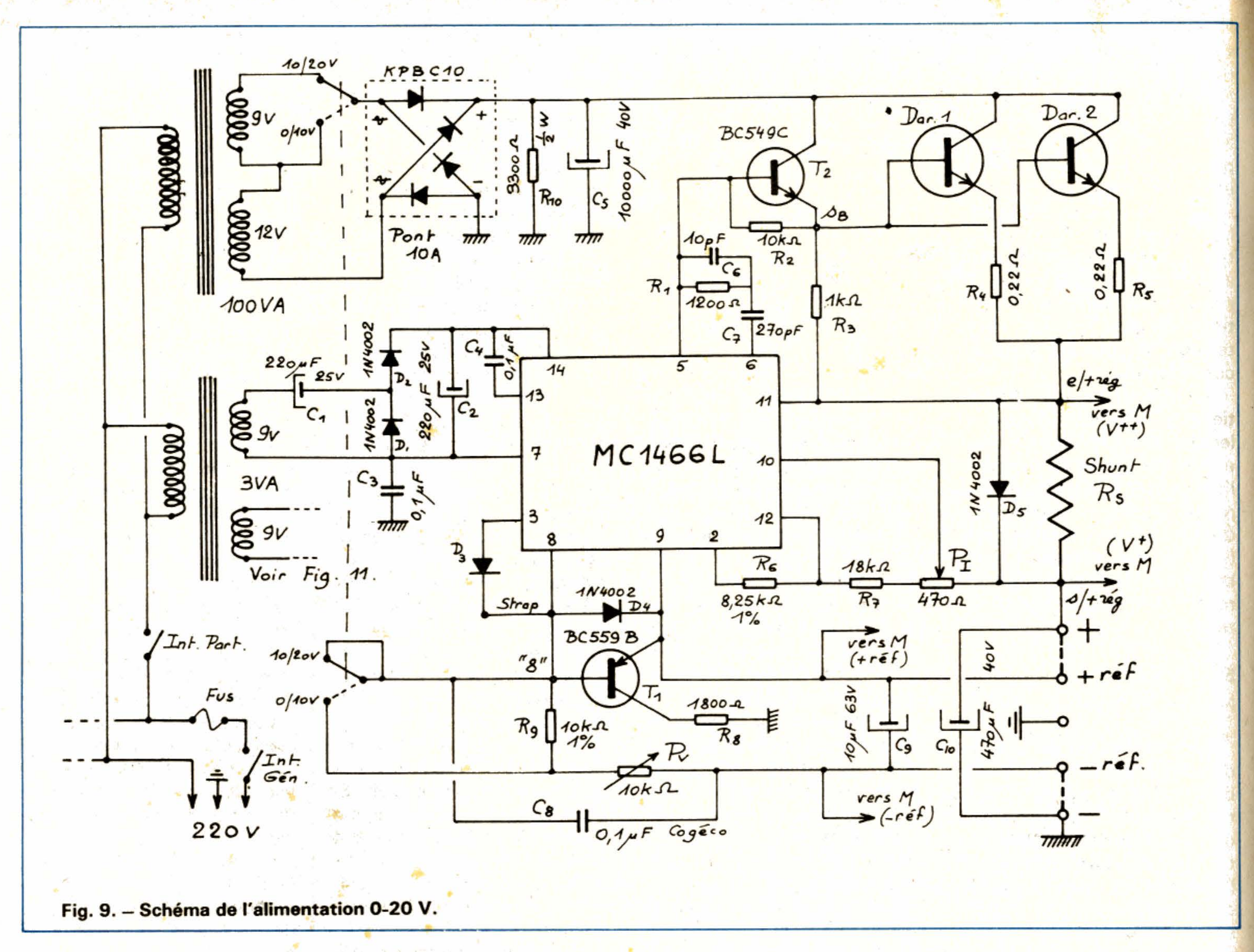


Fig. 9. – Schéma de l'alimentation 0-20 V.

courant constant (fig. 4). Ce courant sort par le picot 3 et traverse, via la diode de protection, les résistances R_9 et P_V déterminant la tension de référence. En gamme 0 - 10 V, seule P_V est branchée. Traversée par 1 mA, cette résistance variable de 10 kΩ au maximum donne bien une tension maximale de 10 V. En gamme 10 - 20 V, une résistance fixe de 10 kΩ est ajoutée en série, ce qui a pour effet d'augmenter de 10 V, toutes les tensions données par P_V.

La tension de référence est lue par l'entrée 8, tandis que la tension de sortie l'est par 9, reliée à V_S (+) soit par un strap direct (entre + et + réf.) soit par un fil relié au + charge dans le cas de la régulation à distance.

Le condensateur de sortie doit mesurer 100 µF par ampère de I_L. Pour nos 5 A, C_{10} vaudra donc 470 µF. Le condensateur C_9 découple la liaison de la référence dans le cas de la régulation à distance. Par ailleurs, il se trouve simplement en parallèle sur C_{10}.

Le condensateur C_8 réduit le bruit de sortie de l'alimentation. Sa présence impose celle de la diode de protection entre 8 et 3. Petit détail pratique, ce condensateur ne doit pas se trouver sur le circuit imprimé, mais bien à l'emplacement que nous indiquerons dans le plan de câblage.

La diode entre 8 et 9, le transistor placé entre ces deux points, protègent le 1466, lors des courts-circuits de V_S. Par ailleurs, le transistor, utilisé pour cela en diode, a une autre mission importante : celle de protéger le coûteux potentiomètre multitours. En effet si nous manœuvrons le commutateur de gammes dans les conditions suivantes :

– fonctionnement à vide (sans charge)

– réglage initial en gamme 10-20 V à 10 V, soit avec P_V = 0

Alors la tension de référence sur 8 passe brutalement à 0, mais la tension de sortie de 10 V a chargé le condensateur C_{10} à cette valeur. Pour amener V_S à 0, la charge de C_{10} doit s'écouler et elle ne peut le faire qu'à travers le système de diodes de protection entre 8 et 9. Si T_1 était une simple diode, le courant de décharge s'écoulerait brutalement dans P_V et pourrait en volatiliser les dernières spires, le détruisant irrémédiablement ! Avec T_1 au contraire, la charge va trouver un autre chemin : celui de l'espace émetteur-collecteur de ce transistor. La résistance de 1 800 Ω réduisant ce courant à une valeur raisonnable.

La diode aux bornes du shunt protège le 1466 dans le cas du claquage d'un ballast avec court-circuit simultané de V_S.

Enfin signalons que la résistance R_{10}, disposée aux bornes de C_5 est une résistance de décharge de ce condensateur. On évite de retrouver, plusieurs heures après l'arrêt à vide de l'alimentation, ce condensateur encore chargé. Or, la décharge accidentelle et brutale d'un condensateur de 10 000 µF est une expérience à ne pas conseiller aux cardiaques !!

2. Sections 0/50 V, 1 A

(fig. 10 et 12)

Les deux sections 0/50 V se ressemblent fort, évidem-

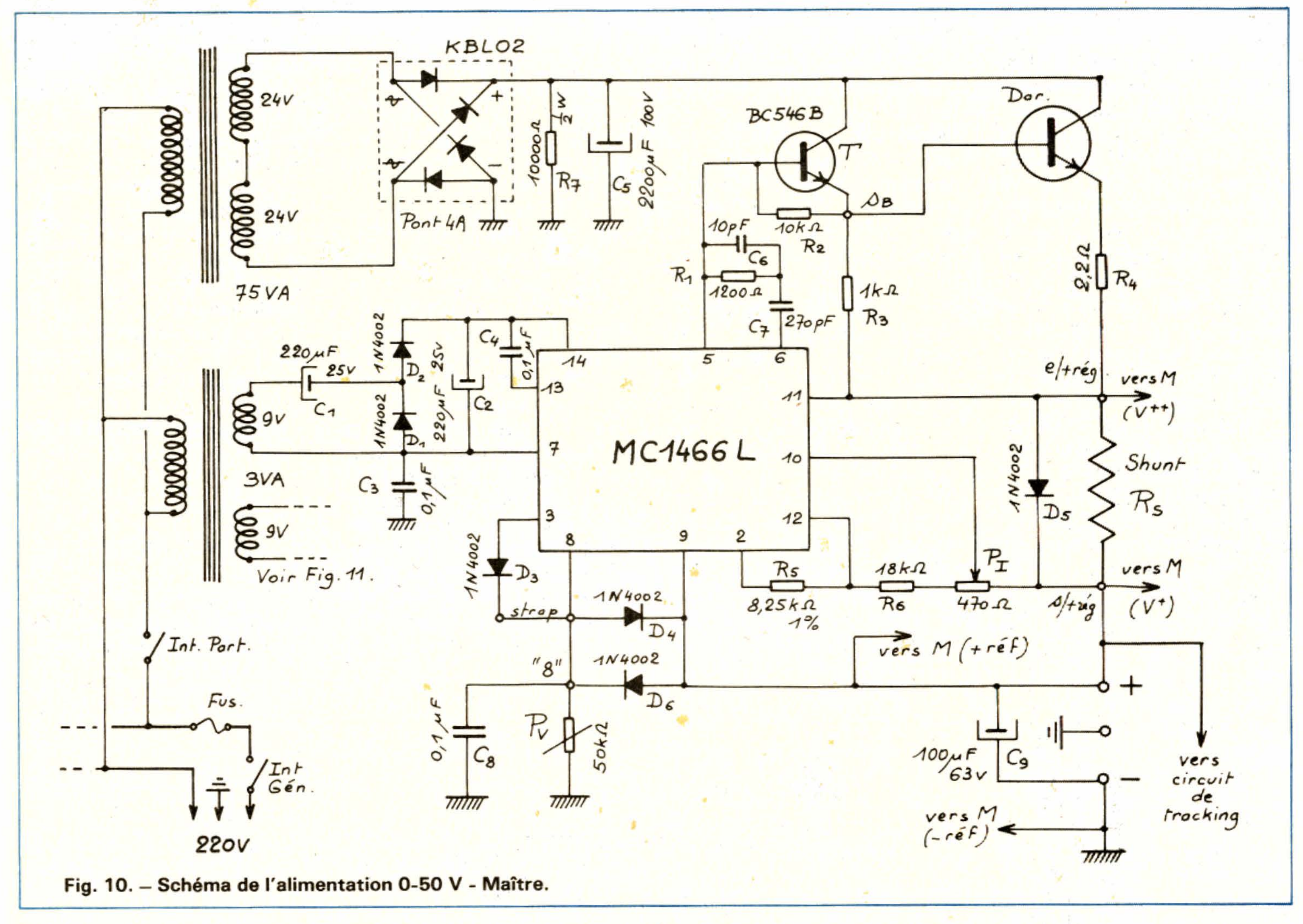


Fig. 10. – Schéma de l'alimentation 0-50 V - Maître.

ment et ressemblent fort à la section 0/20 V ! On notera donc le même système d'alimentation des 1466L. Le transformateur principal est cette fois un modèle 2 fois 24 V, 75 VA, donnant donc 48 V. Cette tension est redressée puis filtrée avant de se présenter à l'entrée de l'unique ballast Darlington. Ce ballast est commandé par un transistor BC546B ou similaire, présentant une tension de claquage suffisante (65 V).

On retrouve le shunt R_S, le pont diviseur donnant la tension V_2 et la résistance fixant la valeur du courant constant interne.

Le potentiomètre P_V doit mesurer 50 kΩ pour donner avec ce courant de 1 mA, les 50 V maximum prévus. Notons ici que selon la provenance de P_V, américaine ou européenne, ce potentiomètre sera pratiquement de 50 kΩ ou de 47 kΩ. Il faudra s'en accommoder en corrigeant au besoin la valeur de R_5 pour avoir les 50 V nominaux.

On retrouve aussi les divers condensateurs de découplage et de suppression des transitoires. Egalement les diodes de protection. Comme la manœuvre manuelle de P_V ne peut jamais faire chuter brutalement la valeur de la tension de référence, le transistor T_1 de la section 0/20 V est ici inutile. On le remplace par une simple diode D_6.

La figure 10 donne le schéma de la section « MAITRE ». Elle ne comporte aucune particularité supplémentaire, sauf le départ de la tension V_S (+) vers la section esclave.

Le transistor de sortie ne fait que 100 µF. Il n'a pas été jugé utile de sortir les tensions de référence, l'intensité maximale de 1 A, ne posant pas de problème particulier. Il suffit de faire des liaisons avec un conducteur de bonne section..

La figure 12 donne le schéma complet de la section « ESCLAVE ». Schéma globalement conforme au précédent sauf au niveau de la tension de référence du 1466. Nous notons la présence d'un commutateur K_{SY} permettant les modes « Séparés » ou « Symétriques ».

En fonctionnement « Sé-

Alim. Maître
+
Mes+
Pv
Réf
−
V+
R
2U
0V
Alim. Esclave
+
Mes+
Réf.
−
R
V−
U

Fig. 11. – Principe de fonctionnement des alimentations symétriques.

parés », les commutations établissent les connexions exactes de la figure 10 d'où un fonctionnement identique. La tension de sortie est contrôlée par P_V et on peut la régler de 0 à 50 V, en toute indépendance.

Par contre, en mode « Symétrique » et à condition de relier extérieurement les bornes de sorties – de la section maître et + de la section esclave (ce qui revient à mettre les deux sections en série), on note les modifications suivantes :

– la liaison 3 à 8 est coupée, donc le courant constant de 1 mA ne sort plus de 3

– le potentiomètre P_V est déconnecté, donc inutile, tandis que l'entrée 8 lisant la tension de référence à répercuter en sortie, est reliée à un pont diviseur par 2, R_8, R_9, P_{SY}. La résistance de 1 500 Ω limite simplement le courant d'entrée. En se reportant à la figure 11, on constate que ce pont est branché entre V^+ et V^- de l'ensemble des deux alimentations. Si les deux résistances sont égales, l'entrée référence du 1466 esclave est alors portée à la 1/2 tension existant entre V^+ et V^-, ce qui force la sortie + de l'esclave à se fixer à cette 1/2 tension, donnant le 0 V, exactement au milieu de l'écart V^+/V^-.

La régulation du rapport 1/2 est automatique :

Ainsi, si par exemple, $V^+ = +20$ V et $V^- = -15$ V, la ddp entre V^+ et V^- est de 35 V. La tension au milieu du diviseur est de 17,5 V. Le 1466 esclave voit donc 15 V sur sa sortie V_S et 17,5 V sur sa référence. Il agit immédiatement pour provoquer une élévation de sa tension de sortie afin d'annuler cet écart.

Inversement si $V^+ = +20$ V et $V^- = -25$ V, alors $V^+ - V^- = 45$ V donnant une 1/2 tension de 22,5 V. L'esclave voit 25 V sur sa sortie et 22,5 V sur sa référence : il agit alors dans le sens contraire du précédent pour annuler l'écart.

Ces deux exemples nous montrent que finalement, l'esclave va suivre docilement le maître et faire en sorte que sa tension de sortie soit toujours l'exacte moitié de la tension totale des deux sections, donnant un point milieu parfait. Notons également la difficulté d'une traduction simple du mot « Tracking » qui signifie « qui suit à la trace » et qui donne une image parfaite du fonctionnement électrique.

Pour obtenir un parfait rapport de 1/2, compte tenu de la dispersion inévitable des composants, nous avons préféré dans le pont diviseur par 2, un élément de fignolage (de trim, comme disent les Anglo-Saxons !). C'est le petit potentiomètre P_{SY}. Bien réglé, la symétrie des tensions se conserve sur toute la gamme de ± 1 V à ± 50 V. En dessous de ± 1 V, la symétrie s'obtient plus difficilement. On nous le pardonnera, nous l'espérons !

– V –

Schéma des multimètres

Chaque section possède son propre multimètre numérique. Chaque multimètre est

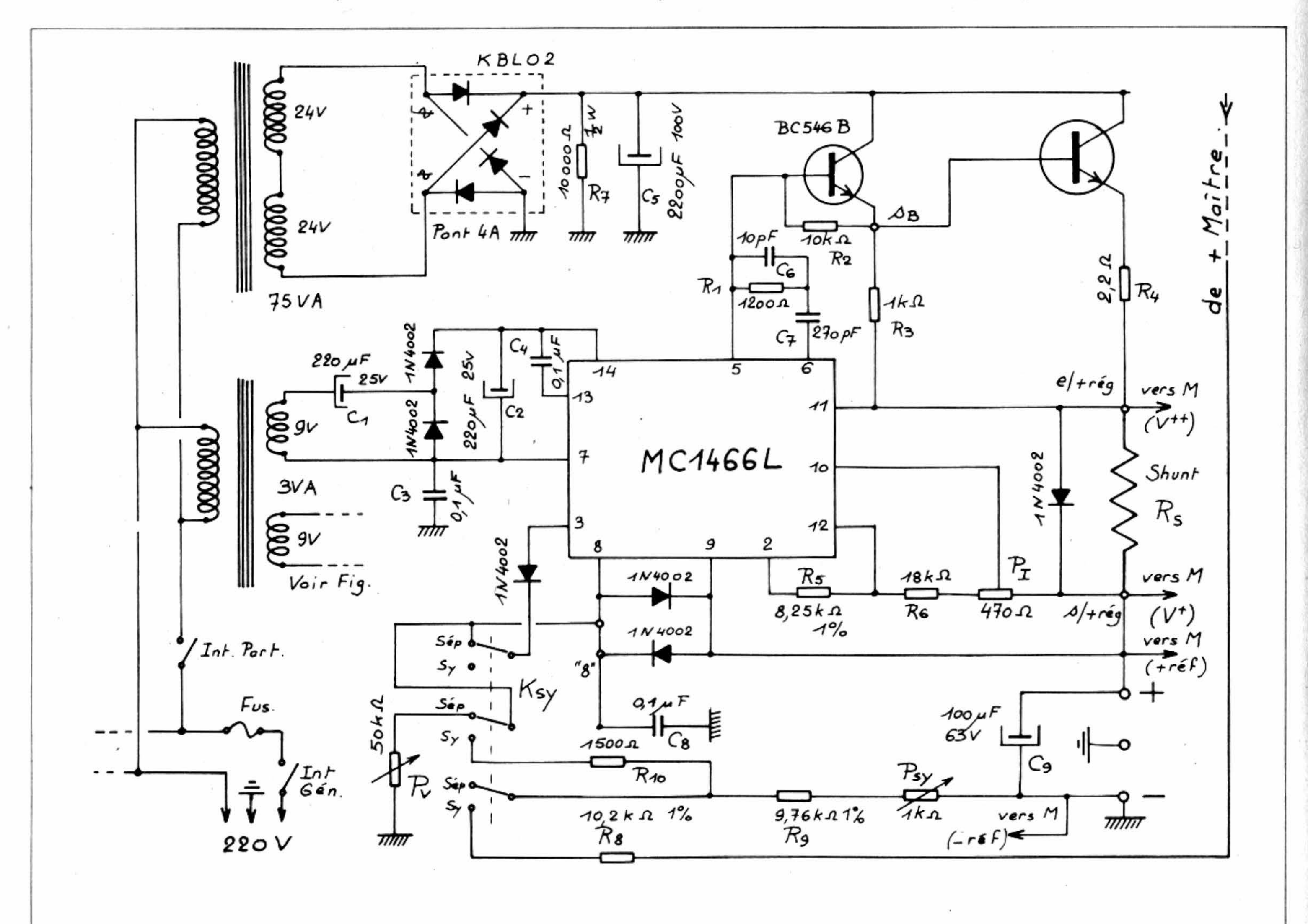


Fig. 12. – Schéma de l'alimentation 0-50 V - Esclave.

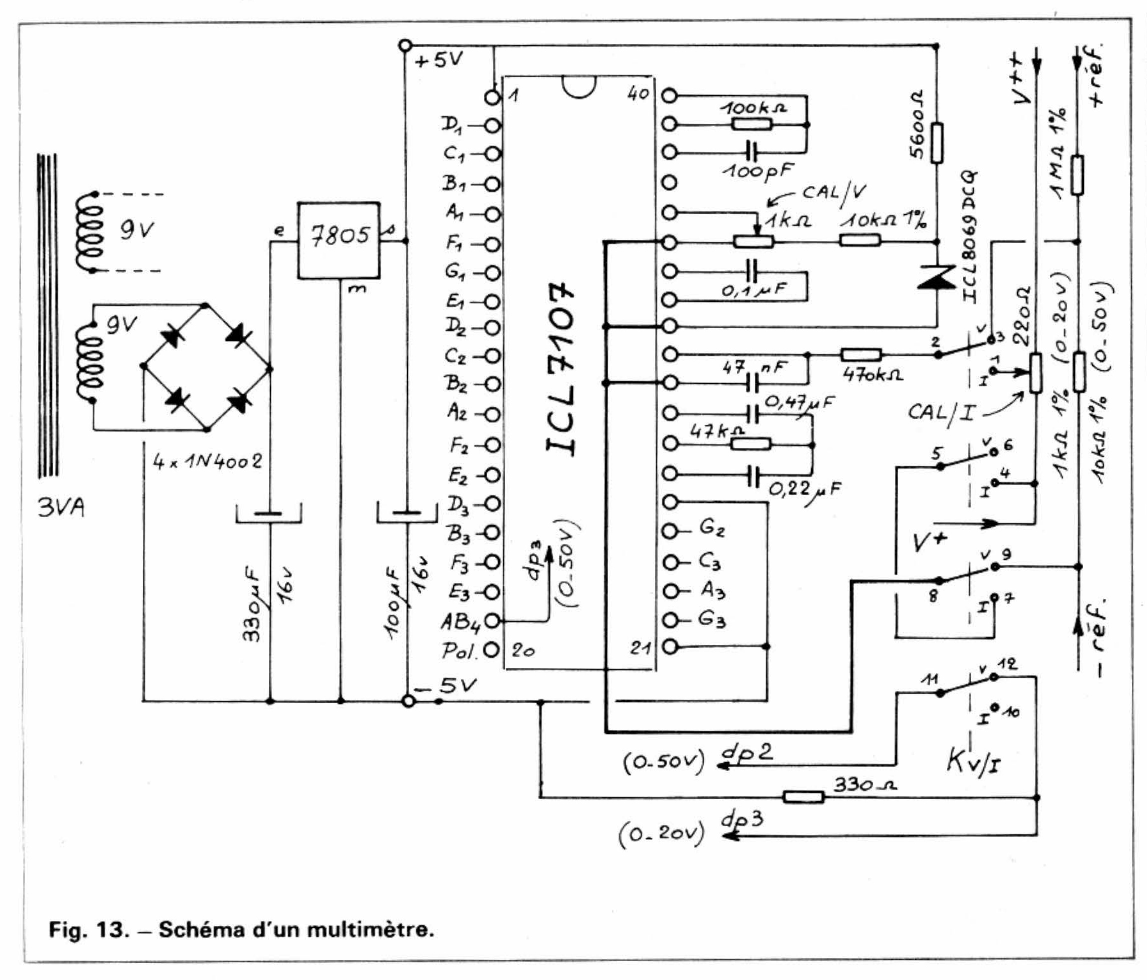


Fig. 13. – Schéma d'un multimètre.

réalisé autour d'un circuit ICL7107 de Intersil. Ce circuit intégré répond parfaitement à nos désirs et nous a donné toute satisfaction.

Conçu pour fonctionner avec ± 5 V, soit en double tension, une note d'Intersil indique cependant la possibilité d'une marche en tension unique de 5 V. Plutôt sceptique, nous avons essayé et constaté avec quelque surprise, que le 7107, fonctionne effectivement très bien dans ces conditions ! Constatation particulièrement agréable car la nécessité de la contre-tension négative ne nous plaisait pas du tout ! La figure 13 nous montre que l'alimentation du circuit se résume à un redressement en pont du 9 V fourni par le deuxième secondaire des petits transfos 2 × 9 V, un filtrage et une régulation par le classique 7805.

Nous n'insistons pas sur la mise en œuvre du 7107 lui-même, ni sur le fonctionnement du circuit, le problème de cet article n'étant pas là ! Se reporter au besoin à notre article décrivant le multimètre complet MX7107 dans le HP n° 1643. La référence de tension interne étant inexploitable en mono-tension, il est fait usage d'une diode de référence « Band-Gap » la ICL8069DCQ de INTERSIL. La stabilité de ces diodes est absolument remarquable. La tension fournie est de 1,2 V. Le pont diviseur prélève une référence de 100 mV ajustée par le multi-tours.

En fonction « Voltmètre » le commutateur $K_{V/I}$ branche le commun analogique au – réf (ou –) de l'alimentation et l'entrée mesure au + réf (ou sortie +). Un pont diviseur est nécessaire pour adapter la sensibilité du voltmètre (rapport de 1 000 pour les sections 0 - 50 V et de 100 pour la section 0 - 20 V).

En fonction « Ampèremètre » $K_{V/I}$ branche les entrées du voltmètre sur le multitours de 220 Ω, celui-ci étant branché en parallèle sur le shunt R_S. On mesure ainsi la tension aux bornes du shunt, du moins une fraction ajustable de cette tension. On pourra alors calibrer le système pour lire l'intensité débitée.

Dans la section 0 - 20 V, la tension maximum de 20 V, s'adapte parfaitement avec la capacité de 2 000 points du voltmètre. Cette capacité nécessite quatre afficheurs donnant une lettre maximale de 1999. Le point décimal dp_3 permet de lire de 0,00 V à 19,99 V. Pour les intensités atteignant 5 A, on ne peut exploiter que 500 points l'affichage indiquant de 0,00 A à 5,00 A. Le point décimal est le même.

Le signe de polarité n'est pas utilisé, la tension ne s'inversant évidemment jamais.

Pour les sections 0 - 50 V, nous ne pouvons exploiter que 500 points pour la mesure de la tension. L'intensité ne dépassant pas 1 A, nous pouvons limiter l'affichage à 999 et par conséquent supprimer le 4ᵉ afficheur (il n'y a pas de petites économies !!). Le point décimal dp_2 est nécessaire en voltmètre, donnant de 00,0 V à 50,0 V. Il est supprimé en ampèremètre donnant de 000 mA à 999 mA. Dans le cas où l'intensité dépasse les 1 000 points, l'affichage est erroné, ainsi 1 020 mA est affiché 020 mA ou 20 mA au lieu de 1 020. Pour éviter cette confusion le « 1 » du 4ᵉ digit est relié à dp_3 (c'est le picot AB_4 du 7107). Ainsi dans le cas précédent, nous lirons 0,20 la virgule indiquant le dépassement.

Toutefois, nous recommandons de faire, lors de la mise au point finale, un réglage du shunt R_S tel que l'intensité maximale soit toujours légèrement inférieure à 999 mA, ce qui garantit l'impossibilité de la lecture incriminée.

Dans le shunt R_S passe le courant de sortie de l'alimentation, mais hélas aussi un très faible courant consommé par les éléments de régulation. Ce courant résiduel est un peu inférieur au milliampère. Pour la section 0 - 20 V, c'est sans importance la lecture étant à 10 mA près. Par contre, pour les sections 0 - 50 V, on notera que l'ampèremètre bat, à vide entre 0 et 1 point.

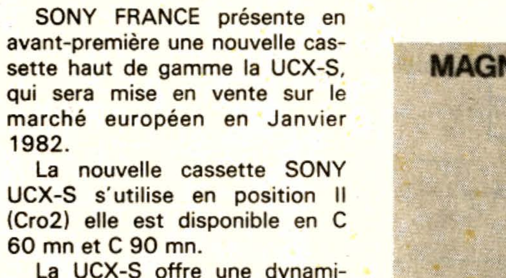
Par ailleurs si cela est vrai en mode « Séparé », en mode « Symétrique » le pont diviseur par 2 est connecté entre les sorties de l'appareil et il consomme un certain courant qui sera mesuré et indiqué. La résistance totale du pont étant de 20 kΩ au total soit 10 kΩ par section, le courant supplémentaire consommé sera de 1 mA par 10 V de tension de sortie. Il faudra en tenir compte lors des mesures précises. Un rappel est d'ailleurs fait sur la face avant de l'alimentation. Il aurait peut-être été possible de concevoir un circuit supplémentaire de compensation de cette résiduelle. Nous avons préféré garder ce petit défaut et sauvegarder la simplicité du montage. Nous restons ouvert cependant à toute solution SIMPLE.

(A suivre)

F. THOBOIS

NOUVELLE CASSETTE SONY : UCX-S





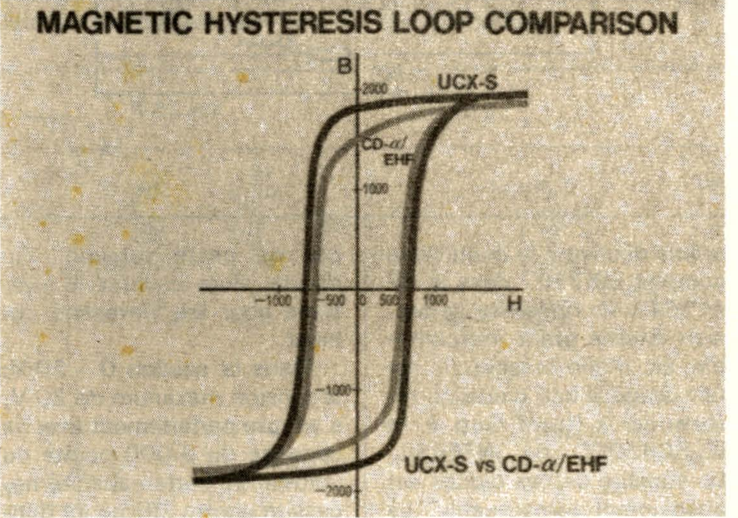
SONY FRANCE présente en avant-première une nouvelle cassette haut de gamme la UCX-S, qui sera mise en vente sur le marché européen en Janvier 1982.

La nouvelle cassette SONY UCX-S s'utilise en position II (Cro2) elle est disponible en C 60 mn et C 90 mn.

La UCX-S offre une dynamique plus étendue grâce à l'utilisation de particules magnétiques micro-fines qui a rendu possible une magnétisation rémanente de 1 800 gauss, niveau jamais atteint pour une cassette audio en position Cr02.

Les améliorations apportées à la UCX-S ont permis un gain de 3 dB en niveau de sortie maximum ainsi qu'une hausse de 3 dB de la sensibilité en hautes fréquences et de 1 dB en basses fréquences.

La puissance de sortie maximale en basses fréquences (MOL) a été augmentée de 1,5 dB. (Toutes ces données sont obtenues en comparaison avec la précédente cassette audio de SONY utilisée en position II).



Type I	(normal)	CHF BHF AHF
Type II	(CrO_2)	UCX-S C Dα
Type III	(FeCr)	FeCr
Type IV	(métal)	Métallic

Comparaison des caractéristiques de la nouvelle UCX-S 60 et de la précédente CDα 60.

ITEM		UCX-S60	CD-α60 (EHF-60)
Magnétisation rémanente (Br)		1 800 G	1 500 G
Cœrcitivité intrinsèque (Hc)		650 œrsteds	580 œrsteds
Cycle d'hysteresis approche le carré (Rs)		0,93	0,87
Epaisseur de bande		18 µm	18 µm
Courant de prémagnétisation		100 %	100 %
Sensibilité	315 Hz	+ 1,0 dB	0 dB
Réponse en fréquence	8 kHz	+ 1,5 dB	0 dB
	12,5 kHz	+ 3,0 dB	0 dB
Niveau de sortie maxi	315 Hz	+ 1,5 dB	0 dB
	10 kHz	+ 3,0 dB	0 dB
Niveau de bruit de prémagnétisation		– 61,5 dB	– 61,5 dB
Rapport signal/effet de copiage		60 dB	60 dB
Facilité d'effacement		65 dB	65 dB
0 dB = 250 nWb/m, Niveau standard – 3 180, 70 µs Egalisation en lecture.			

Cette nouvelle cassette est équipée du système SP (Super Performance) spécifique à SONY et qui assure un défilement régulier de la bande. Chaque cassette UCX-S comporte une bande amorce auto-nettoyante, à chaque extrémité de la bande, ce qui permet de nettoyer automatiquement la tête de lecture du magnétophone, en position lecture ou enregistrement.

La nouvelle cassette SONY UCX-S vient compléter la gamme des cassettes SONY conçues pour les quatre positions :

HUITIEME CONFERENCE EUROPEENNE SUR LES COMMUNICATIONS OPTIQUES : « ECOC 1982 »

La Société des Electriciens, des Electroniciens et des Radioélectriciens (SEE) et le Groupement des Industries Electroniques (GIEL) organisent, en liaison avec divers organismes étrangers et internationaux, la 8e Conférence Européenne sur les Communications Optiques « ECOC 1982 ».

Elle se tiendra à Cannes dans le Nouveau Palais des festivals, du 21 au 24 Septembre 1982.

La Conférence constituera un large forum permettant les confrontations en matière de recherche et de développement industriel et portera sur des aspects pluridisciplinaires tels que la recherche fondamentale, la technologie des composants, l'ingéniérie des systèmes. Les principaux thèmes traités par les conférenciers seront les suivants :

– Fibres et câbles.
– Composants.
– Optique intégrée.
– Systèmes de transmission par fibre.
– Applications des techniques optiques aux domaines de la communication.

Le Président du Comité d'Organisation de la Conférence est M. Robert VEILEX, Délégué aux Communications Optiques, auprès du Ministère des Postes, des Télécommunications et de la Télédiffusion. Le Président du Comité Scientifique International est M. Rémy Bouille, Adjoint au chef de la Division Réseaux Optiques, au CNET à Lannion.

Renseignements complémentaires : ECOC 1982, 11, rue Hamelin, 75783 Parix Cedex 16.

MICROPHONE STEREOPHONIQUE SUBMINIATURE

prise de son en tête naturelle
haute fidélité
discretion assurée
adaptable sur lunettes

LE montage que nous vous proposons ci-dessous, diffère un peu de ceux que vous avez coutume de rencontrer dans ces colonnes : nous vous proposons, en effet, de réaliser un « casque » de prise de son stéréophonique. Ce n'est pas la première fois qu'un tel montage est publié dans la presse mais il s'agit certainement là de la plus petite réalisation de ce type, que l'on puisse concevoir aujourd'hui. Elle fait appel à des microphones à électrets pas plus gros que des transistors en boîtier TO 18, ces microphones sont proposés depuis peu par la Société Sennheiser. Ce « casque » vous permettra d'effectuer une prise de son en stéréophonie avec une discrétion étonnante et une fidélité particulièrement élevée.

Associé à un magnétophone stéréophonique de haute qualité, il vous permettra d'enregistrer des concerts avec un naturel qui vous étonnera. La technique de prise de son en « tête naturelle », une technique proche de la « tête artificielle », sera, par ailleurs, tout à fait adaptée à l'écoute au casque.

La tête artificielle

Le principe de la tête artificielle, c'est d'effectuer une prise de son avec des microphones qui, sur un support, vont occuper la position des oreilles.

Pour cela, on fabrique une tête en matière plastique spéciale, ou on la simule par une sorte de coussin. Cette tête artificielle reçoit une paire de microphones. Elle est installée à poste fixe. Les sons qui vont frapper les membranes auront les mêmes différences de phases qu'auraient entendues des oreilles humaines placées au même endroit ; de même, on profitera du contournement de la tête par les ondes sonores. L'écartement entre les micros permet de localiser les sources sonores et de les situer non seulement dans un plan, mais aussi, en profondeur.

Cette technique de prise de son est appropriée pour l'enregistrement d'un concert en direct où la stéréophonie sera appréciée, elle s'avère également fructueuse pour l'enregistrement d'une pièce de théâtre. Elle sera également appréciée pour l'enregistrement en stéréophonie d'une conférence, ce qui permettra de mieux distinguer les interlocuteurs par leur position dans l'espace.

Cette technique est donc très attrayante, elle demande, pour sa réalisation de tout petits micros, sauf bien sûr, pour la prise de son en tête artificielle pour laquelle des micros de taille normale peuvent être enfoncés dans les oreilles du mannequin ! Ici, les micros seront montés sur les branches d'une paire de lunettes.

Les capsules

Ce sont des KE 4 de Sennheiser. Elles sont toutes petites, comme vous pouvez le constater. Nous avons d'ailleurs pu nous promener, lunettes autour du cou comme pendues à un cordonnet. Seulement ce cordonnet était en fait notre paire de microphones ! Des personnes, averties auparavant de cette réalisation, n'ont rien remarqué !

Le diamètre des capsules de 4,75 mm, leur longueur de 4,2 mm ce qui correspond à un boîtier TO 18, sans sa collerette. (fig. 1). Ce boîtier se termine par trois fils, exactement comme un transistor. Ces trois fils sont nécessaires pour assurer l'alimentation et la sortie du signal. Le boîtier comporte une capsule à électret de type « back electret ».

Cet élément sensible aux ondes sonores est à haute impédance, il est suivi par un transistor à effet de champ, intégré à la capsule. Le

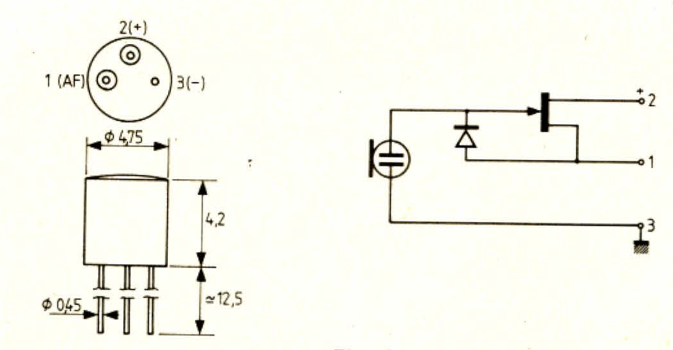


Fig. 1. – Le boîtier.

Fig. 2. – Schéma interne de la capsule.

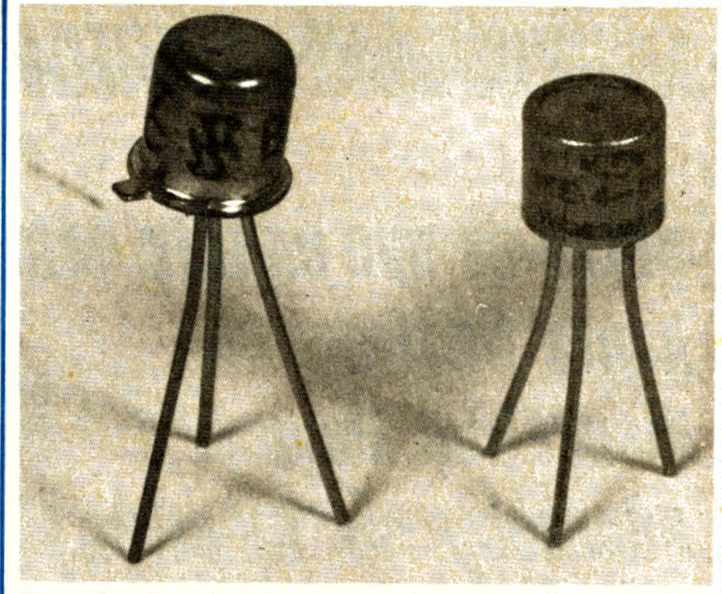


Photo 1. – Le microphone comparé à un transistor en boîtier TO18.

schéma de principe et la correspondance avec les broches du boîtier sont donnés figures 1 et 2.

Un trou de 0,5 mm de diamètre laisse passer les ondes sonores. La courbe de réponse de ce microphone couvre une bande de 20 Hz à 20 000 Hz, dans 4 dB, ce qui constitue une jolie performance. La caractéristique angulaire est omnidirectionnelle.

La sensibilité est de 1 mV par microbar à ± 2,5 dB.

Le rapport signal/bruit de ce micro est de 58 dB, ce qui est correct, en effet, ce rapport S/B est nettement supérieur à celui que l'on peut tirer d'un magnétophone à cassette stéréo miniature, équipé d'un effacement par aimant permanent, un système peu favorable aux performances.

La tension d'alimentation de ce micro va de 0,9 à 15 V, ce qui permettra d'alimenter notre montage sous une tension de 1,5 V.

Schéma de principe

Le schéma de principe est donné sur la figure 3.

Le système a été organisé de la façon suivante : les deux capsules seront montées sur les branches de lunettes, au niveau des oreilles. Chaque micro est relié, par un fil blindé à deux conducteurs, à un boîtier, comportant la résistance de charge de l'adaptateur d'impédance, la pile d'alimentation et le condensateur de sortie. Nous aurons également sur ce boîtier, un interrupteur marche/arrêt et un commutateur mono/stéréo, cette commutation étant utile pour permettre l'utilisation de cette paire de micros avec un magnétophone monophonique.

La longueur de câble, entre chaque micro et le boîtier, est voisin de trente centimètres (35 à 40 cm).

Sortant du boîtier de raccordement et d'alimentation, nous avons un double câble blindé qui se terminera par deux fiches, adaptées au magnétophone utilisé. On mettra des prises de type jack, 3,5 mm ou des quarts de pouce, suivant le magnétophone. Ce câble mesure environ un mètre de long.

Le schéma de principe est donc relativement simple, il permettra une réalisation relativement compacte facilitant la dissimulation du micro sous des vêtements.

La réalisation

Compte tenu de la petite dimension des pièces, il est recommandé de prendre certaines précautions, notamment lors de la soudure des fils de la capsule à électret. Cette dernière craint en effet la température. Heureusement pour elle, le transistor à effet de champ sert de tampon thermique !

La figure 4 donne une idée du câblage à réaliser. La première opération consiste à couper les fils de la capsule, en reliant à la broche 1 la plus grande longueur, et à la 3, celle qui est reliée à la masse du boîtier, la plus courte.

Le fil de masse, le blindage du câble, sera protégé par un souplisso qui l'isolera des autres fils pour rendre tout contact impossible. On peut également, pour cette liaison, couper le blindage au ras de la gaine isolante et souder un petit fil isolé qui ira rejoindre la broche 3. Le but de ce découpage est qu'il n'y ait pas deux soudures l'une en face de l'autre, ce qui élimine tout risque de court-circuit.

Les fils de sortie du câble seront coupés avec une précision suffisante, pour permettre un recouvrement de 2 mm au niveau de la soudure, soudure qui se fera en plaçant côte à côte les fils du boîtier et de liaison qui auront été préalablement étamés.

Attention, en coupant les fils du microphone, il faut éviter tout effort dans l'axe du fil et, par conséquent, utiliser soit des ciseaux, soit une paire de pinces coupantes asymétrique, dont le tranchant non biseauté sera placé côté boîtier du transistor.

La soudure se fera avec un fer à souder de faible puissance ou thermostaté, terminé par une panne fine. Si on ne dispose pas d'une telle panne, on enroulera autour de la panne d'origine, un fil de cuivre de 15/10e qui servira de panne fine.

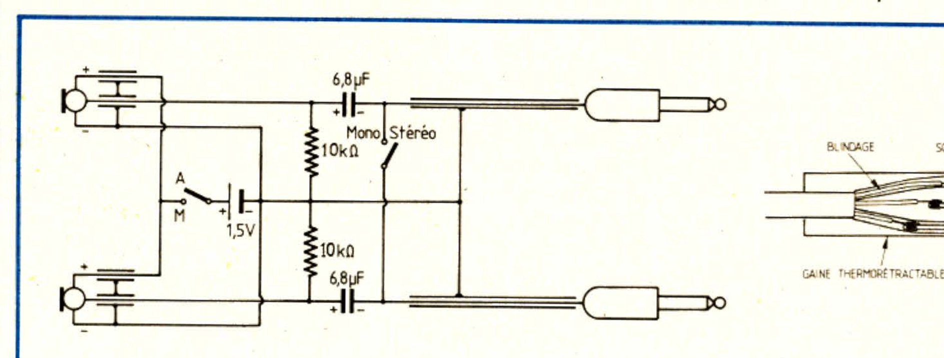


Fig. 3. – Schéma de câblage.

Fig. 4. – Soudure de la capsule.

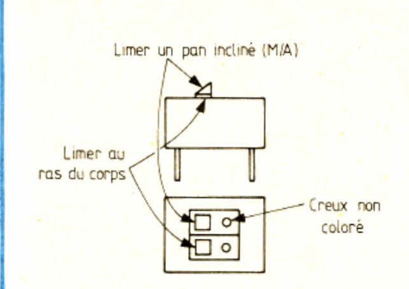
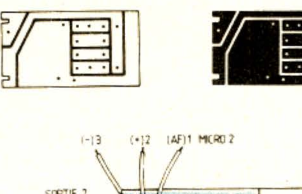
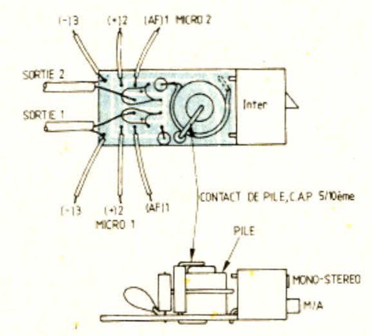


Fig. 5. – Usinage de l'interrupteur M/A (SECME, Intel DIL – 2 inters : 09 20 000 03).





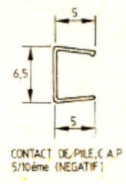




Fig. 7. – Réalisation des contacts de pile.

Fig. 6. – Implantation des composants.

On pourra enrouler autour de chaque fil une gaine thermorétractable mais attention au chauffage nécessaire pour le rétreint. Avec une telle solution, il est intéressant de placer autour du boîtier du micro une gaine isolante de câble coaxial qui assurera l'isolation thermique de ce dernier. Si la gaine fond, c'est que le boîtier est un peu trop chauffé. Si vous n'êtes pas sûr de vous, faites des essais de soudure sur un boîtier de transistor qui coûte moins cher qu'une capsule microphonique ! La soudure doit être brillante et bien lisse. Une fois la soudure terminée (on peut tirer légèrement sur les fils pour s'assurer qu'il n'y a pas collage), on rapproche les fils en intercalant éventuellement un isolant (par exemple du papier) entre les soudures. On remplira alors l'espace entre les fils et le boîtier du transistor par de l'araldite ou tout autre adhésif à deux composants. Ne pas mettre trop d'araldite, pour éviter d'avoir un diamètre excessif.

Il ne reste plus qu'à enfiler sur cet embout, micro non compris, un bout de gaine thermorétractable de 3 à 4 millimètres de diamètre avant rétreint et, ayant placé un bout de gaine de coax sur le boîtier, à chauffer cette gaine (un briquet convient).

On obtient de la sorte une liaison robuste, supportant les tractions exercées sur le câble, à condition qu'elles ne soient pas excessives... Le second micro sera câblé de la même façon.

L'interrupteur

L'interrupteur que nous avons utilisé ici est un Interdil de Secmé. Cet interrupteur est un modèle double, prévu pour une insertion sur un circuit imprimé, d'où son appellation DIL signifiant que ses pattes sont espacées de 7,5 cm.

La position fermée de cet interrupteur est repérée par un point rouge, comme l'interrupteur sera installé dans le dos du preneur de son, nous avons prévu une différenciation mécanique des positions marche et arrêt. De plus, cet interrupteur étant double, nous avons également prévu d'éviter un passage accidentel en monophonie au moment où l'on commande l'alimentation du micro. Cette opération demande un usinage minutieux (fig. 5), elle consiste à limer le bouton mono/stéréo, de façon à ce que l'élément de commande disparaisse totalement, au ras du corps de l'interrupteur. Ainsi, on ne pourra le commander que du bout de l'ongle ou à l'aide d'une pointe.

Pour l'interrupteur, nous avons limé le bouton de commande en usinant un pan incliné. Pour mettre le micro en service, on agira sur le plan incliné facilement reconnaissable du bout du doigt.

Pour s'assurer de la mise en marche, on passera le doigt dans le sens du pan incliné, si le micro est déjà branché, le bouton ne se déplacera pas, sinon, l'action du doigt établira le courant. Inversement, le contact du doigt sur l'arête sera perçu pour la coupure de l'alimentation. C'est simple et efficace.

Le circuit imprimé est représenté avec l'implantation des éléments sur la figure 6. C'est un circuit très simple qui reçoit la pile d'alimentation, les résistances et les condensateurs de liaison, son épaisseur est de 8/10e de mm. Ce circuit imprimé peut être fait par photo ou par gravure mécanique, solution

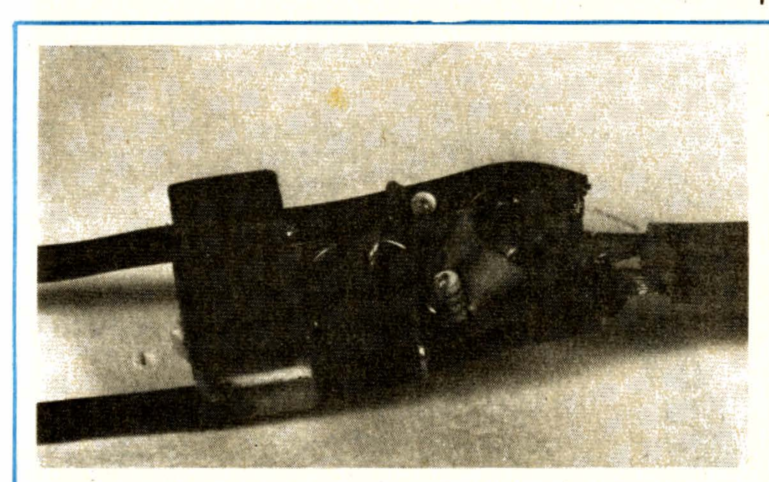


Photo 2. – Montage, sans la pile. On voit ici le contact circulaire.

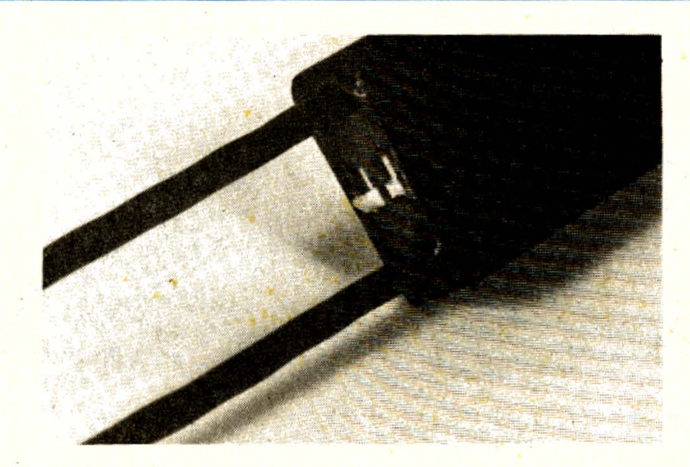


Photo 3. – L'interrupteur double et ses deux commandes usinées par nos soins.

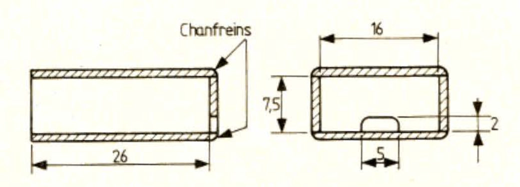


Fig. 8. – Le boîtier. Polystyrène 1 mm.

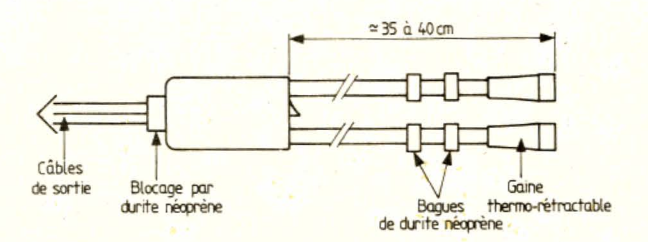


Fig. 9. – Montage de l'ensemble.

qui se justifie ici par la simplicité du circuit. Attention, les trous pour les contacts de pile devront être percés à un diamètre s'approchant le plus possible de celui de la corde à piano choisie : par exemple 6/10e pour une corde à piano de 5/10e.

Les contacts des piles seront usinés dans de la corde à piano de 5/10e. C'est une partie délicate de la réalisation. Il faut en effet réaliser un contact circulaire qui enserrera le pôle positif de la pile (fig. 7). On enroulera la corde à piano autour d'un foret de diamètre inférieur à celui de la pile (6 à 6,5 mm) de façon à ce que l'enroulement soit le plus régulier possible. Une fois l'enroulement effectué, on relâche la corde à piano qui se détend et prend un diamètre supérieur. Au bout de plusieurs essais, on aura réussi un beau contact, avec un diamètre de 7 mm, la pile faisant 7,5 mm de diamètre.

L'extrémité libre sera légèrement recourbée, l'autre courbée à la pince plate de façon à pouvoir être soudée sur le circuit imprimé.

Cette extrémité sera soigneusement étamée.

Le contact négatif est plus simple (fig. 7), la partie supérieure sera très légèrement inclinée vers le bas pour griffer la surface supérieure de la pile. La pile utilisée ici a un diamètre de 7,5 mm et une hauteur de 5 mm (pile Watch 393 Sony/Eveready ou 10L 123 chez d'autres fabricants). Le contact négatif sera revêtu d'un souplisso isolant évitant un court-circuit entre les pôles de la pile. Ce contact ne devra pas être trop haut si on désire pouvoir entrer l'électronique dans son boîtier. L'interrupteur a deux de ses pattes repliées, celles d'alimentation sont passées dans deux fentes, ou trous, du circuit imprimé. Les pattes supérieures sont coupées en laissant tout de même dépasser 1 à 2 mm.

Les câbles des micros et celui de sortie seront soudés, en respectant le schéma général. Les câbles de sortie audio du micro arrivent sur le point commun au condensateur et à la résistance, le câble de sortie, vers le magnétophone, sur le condensateur. Le blindage sera directement soudé côté cuivre du circuit. L'interrupteur mono stéréo sera relié aux deux sorties par du fil émaillé de préférence thermosoudable.

Attention, éviter un court-circuit entre la pile et ces fils.

Le boîtier

Le boîtier a été réalisé dans du polystyrène que l'on peut trouver chez les libraires sous le nom d'hobbystyrène ou sous le nom de styron. L'épaisseur choisie est de 1 mm (fig. 8).

On découpe une bande de 7,5 mm de largeur, ce qui fera la tranche du boîtier. Nous avons ici utilisé une scie circulaire des « Applications rationnelles » dont l'épaisseur est de quelques dixièmes de millimètre. Un guide de sciage est très utile.

Cette découpe peut également se pratiquer au cutter, attention au parallélisme de cette bande et à l'équerrage des chants. On découpe ensuite une ouverture pour le câble du magnétophone. Il reste à découper les deux faces supérieures et inférieures. Elles seront collées avec une colle pour matière plastique ou à l'araldite. La qualité du collage dépendra de l'état de surface des chants. Une pression appliquée pendant le collage améliorera sa solidité. Il reste alors à faire les chanfreins des arêtes.

Le boîtier est enfilé sur l'électronique (fig. 9) une bague de néoprène découpée dans une durite de néoprène, que l'on trouvera chez les revendeurs de modèle réduit, permettra de bloquer le boîtier de polystyrène à la sortie du câble du magnétophone. Les fils de sortie des micros seront fixés de part et d'autre de l'interrupteur par un adhésif. On pourra également coller, sur l'interrupteur, de l'adhésif double face qui calera l'interrupteur dans son boîtier.

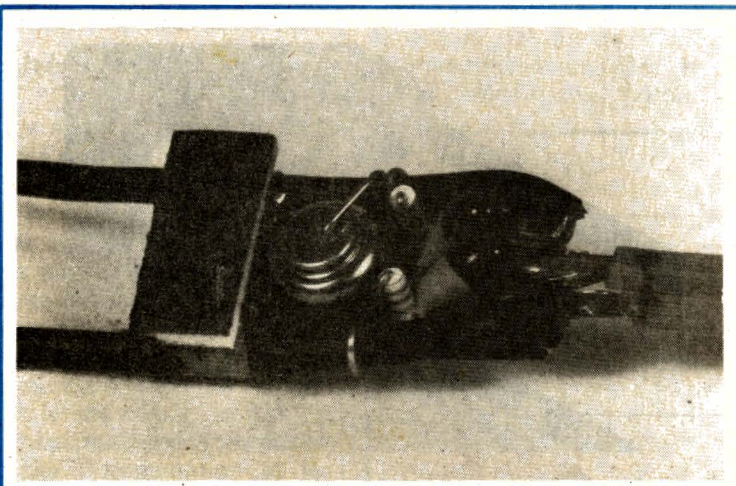


Photo 4. – Le montage de l'électronique terminé avec la pile en place.

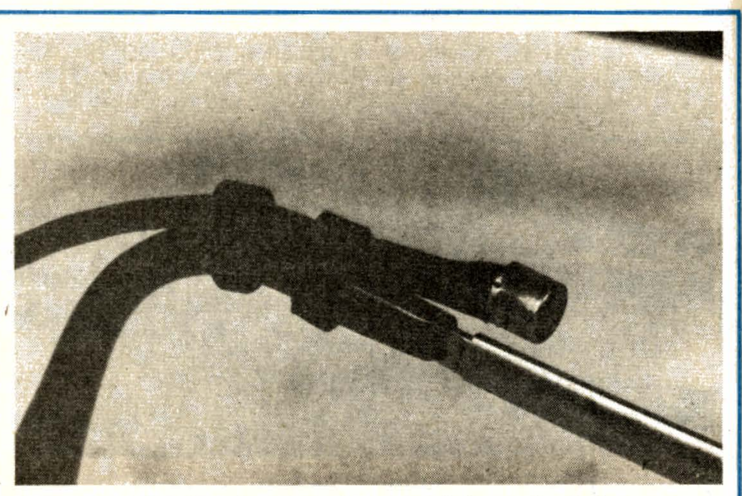


Photo 5. – Fixation du microphone sur la branche de lunettes.

Il reste encore à passer deux bagues de néoprène autour des capsules (attention, ce n'est pas très facile), ces bagues permettront de fixer les micros sur les lunettes. Ces bagues peuvent également être mises en place avant la soudure des câbles, de toute façon, si une bague casse, elle devra être remplacée en l'enfilant au-dessus du micro, à moins de la recoller sur place à l'aide d'un cyanocrylate.

L'ensemble est maintenant terminé, vous l'avez sans doute essayé avant de le mettre en boîte, et vous avez pu mesurer une tension voisine de 0,6 à 0,9 V aux bornes de la résistance de 10 kΩ.

Pour terminer le montage, il reste à passer une couche de peinture noire mate sur le boîtier de polystyrène, cette peinture est une peinture pour maquettes en matière plastique. Elle donnera un aspect professionnel au boîtier et le rendra encore plus discret. Elle aura aussi l'avantage de masquer les joints de collage.

Et si vous n'avez pas de lunettes ?

Sans lunettes, ce n'est pas très facile. Bien entendu, vous pouvez mettre de fausses lunettes, prenez les alors avec des verres neutres. Une monture sans lunette se fait remarquer !

Une autre solution peut être adoptée, elle consiste à prendre de la corde à piano de 10/10ᵉ et à la former, de façon à en faire un serre-tête qui tombera dans le cou et dont les extrémités, en crochet, seront passées au-dessus des oreilles. Les micros seront enfilés au-dessus des oreilles, sur la corde à piano.

Conclusions

Ces micros sont doués d'une bonne sensibilité, ce qui peut être un inconvénient avec des magnétophones un peu trop sensibles, cela peut être le cas pour certains appareils à micro cassette. Dans ce cas, il faudra prévoir un atténuateur à résistance, que l'on pourra installer dans chaque prise-jack.

Ce type de micro permet un enregistrement d'une rare discrétion avec une qualité sonore de haut niveau. Il faudra tout de même prendre certaines précautions comme, par exemple, éviter de frotter le câble du micro ou de bouger la tête pendant une prise de son, ce qui aurait pour effet de faire tourner tout le panorama sonore.

Il ne vous reste plus qu'à vous mettre à la tâche et... à vos cassettes !...

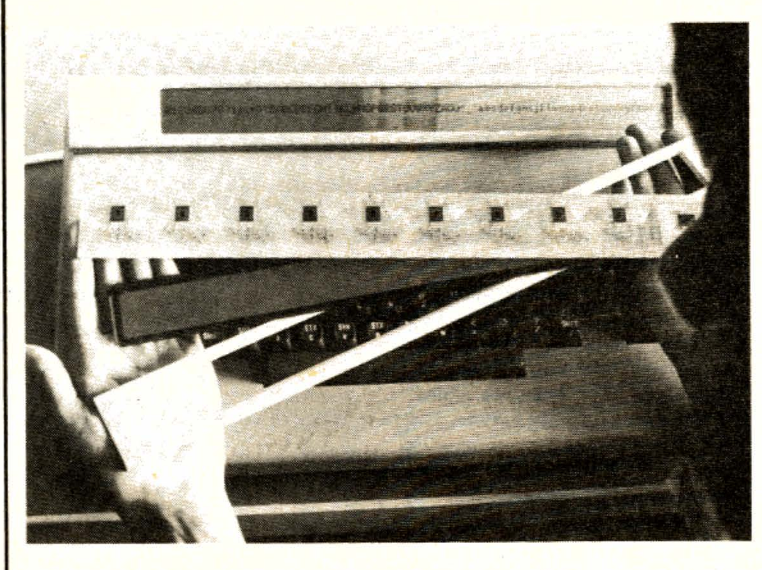
E. Lémery

Liste du matériel

Capsules microphoniques Sennheiser KE 4
Importateur : Brandt Frères 94220 Charenton-le-Pont.
Prix de vente approximatif : 250 F la paire, TTC.
Câble blindé, 2 conducteurs très fins (80 cm).
Câble blindé double : 1 m.
Interrupteur Inter DIL SECME réf. 09 20000 03
2 résistances subminiatures 10 kΩ
2 condensateurs tantale 6,8µF, 3 à 6 V.
Corde à piano 5/10ᵉ (10 cm).
Pile diamètre 7,5 mm, hauteur 5 mm, 1,5 V.
Gaine thermo rétractable : 3,5 mm (10 cm)
Circuit imprimé, épaisseur 0,8 mm
Durite Néoprène : diamètre intérieur 3 mm
Polystyrène en plaque de 1 mm d'épaisseur
1 paire de lunettes ou un étrier en CAP - voir texte.
Prises de sorties (jack ou autre)

Bloc-notes

UN AFFICHEUR DE TEXTES A CRISTAUX LIQUIDES



Le nouvel afficheur à cristaux liquides LCM 1012 de Siemens permet la juxtaposition de 80 caractères. Sa surface active a une hauteur de 24,4 mm pour une longueur de 320 mm. Avec ce répertoire de caractères, il est possible de visualiser une ligne de texte dactylographiée de 60 à 70 frappes. C'est pour ce type d'applications que cet afficheur à cristaux liquides a été spécialement conçu. Le texte tapé peut être contrôlé et corrigé, si nécessaire, avant son impression. La faible consommation des cristaux liquides leur ouvre de nombreux débouchés dans les appareils portatifs, postes de saisie de données ou terminaux.

Chacun des 80 caractères se compose de 35 lignes superposées, chacune d'entre elles étant à son tour subdivisée dans sa longueur en cinq points activables individuellement. Ces points ont une surface de 0,56 × 0,60 mm et sont espacés de 0,10 mm. La surface active ainsi obtenue mesure 24,4 mm de haut et 320 mm de long. Sur les 35 lignes, 16 peuvent être déplacées vers le haut ou vers le bas. Il est possible de produire des caractères supérieurs et inférieurs, soulignés et surlignés. Ils apparaissent en foncé sur un fond clair.

L'afficheur à cristaux liquides, électronique de commande et éclairage intérieur compris, est logé dans une réglette (400 × 40 mm) encastrable dans 21 mm. L'attaque de l'afficheur est assurée par 10 pilotes du type SM 804 K. L'utilisateur peut avec un potentiomètre adapter le contraste du caractère affiché avec sa position.

DE LA PHOTO A LA VIDEO : OLYMPUS CHOISIT LE SYSTEME V.H.S.

La Société Olympus Optical Co vient de faire connaître, par un communiqué de presse diffusé au Japon le 10 novembre dernier, qu'elle avait décidé de s'intéresser au marché de la vidéo et ceci dès 1982.

Pour un tel développement de ses activités, jusqu'alors essentiellement consacrées aux applications optiques de haute précision, (photographie – microscopie – endoscopie médicale ou industrielle, etc.). Olympus a choisi le système V.H.S. et passé un accord de collaboration technique avec la Société Matsushita Electrics Co.

Le créneau retenu, à priori, pour le démarrage de ces nouveaux produits est celui de la vidéo portable.

Nul doute qu'en la matière, Olympus ne s'oriente vers des formules originales qui ont toujours caractérisé ses fabrications.

JEUX ELECTRONIQUES DSC

Dame sensory challenger

Dérivé de jeu de DAMES traditionnel, ce jeu évoque des stratégies complexes et des manœuvres de grande envergure sur un damier de 100 cases. Grâce à une technique de pointe, le damier à surface sensitive enregistre automatiquement le déplacement de chaque pièce et l'introduit dans le cerveau de l'ordinateur. Les coups joués par l'ordinateur sont indiqués clairement par un affichage lumineux.

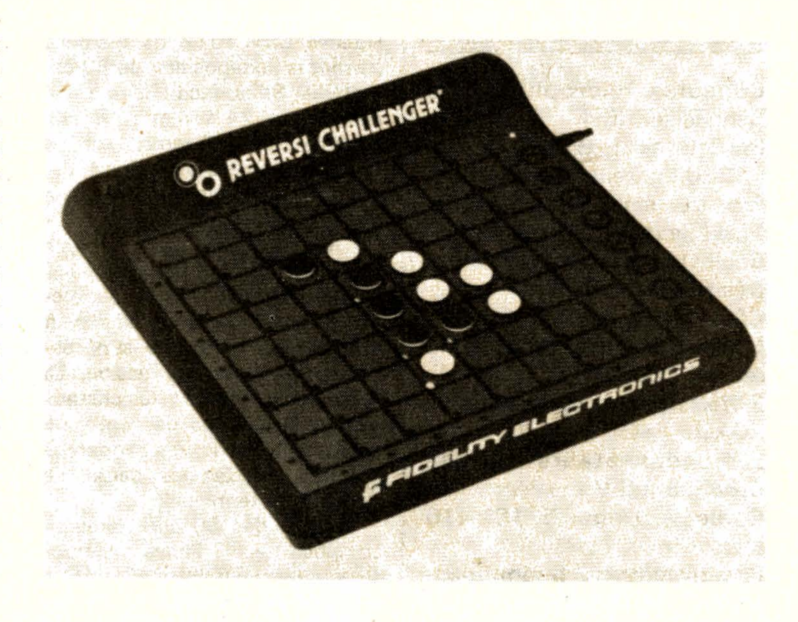
Mini sensory challenger

Mini taille mais maxi performances, le Mini sensory challenger est un mini ordinateur modulaire disponible en tous temps et en tous lieux. La technologie avancée utilisée dans la conception de l'échiquier à surface sensitive permet l'identification et l'enregistrement automatique de chaque coup. L'ordinateur répond à la fois visuellement par un affichage LED à haute luminosité et par un bip sonore. Il suffit d'exercer une pression verticale sur la pièce que l'on désire déplacer et l'affichage LED donne les coordonnées de la position de départ. Une pression à l'arrivée de la pièce sur sa case de destination permet instantanément à l'ordinateur de déterminer quelle pièce a été déplacée et sa position finale. L'ordinateur est un joueur de première force et un adversaire aux multiples performances.

Champion sensory challenger

Vainqueur incontesté sur deux continents, le champion sensory challenger attaque le marché 1981. Avec un style de vrai champion, le champion sensory challenger est doté d'un programme encore supérieur à celui utilisé pour remporter, à Londres, le premier championnat du monde des jeux d'échecs à microprocesseur en septembre 80, ainsi que le premier championnat officiel d'Amérique du Nord d'échecs électroniques à la même date. En plus des caractéristiques du voice sensory challenger, il incorpore des performances spéciales.







Reversi sensory challenger

Jeu favori des Anciens, il est au goût du jour. Il permet de mesurer la concentration du joueur au cerveau ultra-rapide de l'ordinateur. Le damier sensitif identifie automatiquement chaque coup et l'introduit dans la mémoire de l'ordinateur. Une vision graphique du jeu et des pièces retournées est donnée par des voyants LED à haute luminosité.

Elite sensory challenger

L'Elite sensory challenger est le plus fort programme d'échecs encore jamais mis dans les mémoires d'un micro-ordinateur. Son écrasante victoire dans les Championnats du Monde, disputés à Travemunde (Allemagne) en septembre 1981 où il gagne neuf parties sur dix, ne laisse aucun doute sur l'avance technologique que Fidelity Electronics s'est assurée. Voici quelques unes des innombrables possibilités du tenant du titre mondial.

– Force de jeu incomparable en milieu de partie et en finale.

– Enorme bibliothèque d'ouvertures de plus de 4 000 coups.

– Le niveau H peut analyser une position jusqu'à une profondeur de 32 coups.

– Infinité de niveaux de jeu, le joueur pouvant fixer le nombre de coups à jouer, ainsi que le temps, à sa guise.

– Double horloge indiquant :

- soit le temps qui reste à jouer pour chacun (temps déduit).
- soit le temps qui s'est écoulé depuis le début de la partie pour chaque joueur (temps cumulé).

– Possibilité de retour en arrière jusqu'à 39 coups.
– Son monde spécial G résout jusqu'aux mats en 12 coups.
– Analyse la partie pendant la réflection de son adversaire.
– Peut afficher l'évaluation matérielle et positionnelle qu'il fait de la partie à tout instant.
– Affiche sa profondeur en demi-coups.

Ces jeux sont distribués en France par la société Rexton, BP 154, 75755 Paris Cedex 15.

LE MAGNETOSCOPE

PANASONIC

NV 3000 F

5,2 kilogrammes, sans les batteries, c'est le poids annoncé par Panasonic pour son NV-3000 F. Ce magnétoscope devient vraiment portatif, Panasonic n'est pas la première firme à jouer sur le poids comme de nombreuses publicités le montrent aujourd'hui.

Comment se traduit sur le plan technique cet allègement de l'appareil, c'est ce que nous avons voulu savoir. La mécanique associée à un magnétoscope est obligatoirement lourde si on désire une très bonne stabilité de l'image. Il faut en effet penser à l'étroitesse des pistes vidéo d'un système tel le VHS, système qui permet, avec les dernières cassettes, une autonomie de quatre heures. Ici, Matsushita a fait appel à un châssis moulé permettant d'avoir une forme complexe.

Présentation

Le Panasonic NV 3000 F mesure 29 centimètres de largeur pour 11,4 d'épaisseur et 24,9 de profondeur. Son tiroir à cassette est situé sur la face supérieure, les commandes électriques se trouvent sur la face avant.

Le compteur est resté mécanique, l'indication d'état de la batterie, de type analogique a été confiée à un galvanomètre à aiguille. Une solution qui a fait ses preuves...

L'appareil est présenté dans un coffret en matière plastique de couleur gris métallisé, une couleur à la mode chez les constructeurs de magnétoscopes.

Fonctions

Le 3000 ne possède pas de tuner intégré ce qui lui permet de ne pas être trop lourd. Ce tuner existe, séparé, il permet d'alimenter le magnétoscope et de le programmer.

L'alimentation du NV 3000 se fait par une batterie rechargeable qui, malheureusement, n'est pas livrée avec l'appareil. Cette batterie est au plomb étanche. Elle trouvera sa place dans un logement, à l'arrière de l'appareil.

L'alimentation peut également se faire par une prise 12 V. La prise allume-cigare d'une voiture pourra alors être utilisée.

L'entrée du signal vidéo se fait sur une prise BNC, il n'y a pas ici, d'entrée pour un signal RF ; par contre, le magnétoscope est équipé d'un modulateur RF permettant d'attaquer directement l'entrée d'un téléviseur.

Le son peut arriver d'un micro ou, pour le doublage audio, d'une sortie ligne d'un amplificateur. Il sortira sur une prise coaxiale RCA.

Le magnétoscope est équipé d'une prise spéciale pour caméra, cette prise est utilisée pour brancher soit la caméra WV-3100 F soit le tuner.

Cette caméra dispose d'une commande d'attente qui laisse en chauffe, les filaments du tube de prise de vue et du viseur électronique mais qui coupe les autres circuits de la caméra et du magnétoscope afin d'économiser l'énergie de la batterie.

Le magnétoscope NV 3000 F est équipé d'un système de raccordement automatique de séquences, il ne s'agit pas ici de faire du montage mais simplement du raccordement avec, bien entendu, un raccord invisible.

Ce magnétoscope a été équipé d'un ralenti qui entre en service lorsqu'une touche spéciale est enfoncée alors que le magnétoscope est en pause. Pour la fonction accélérée qui, en fait, est ici un

repérage à grande vitesse, nous agirons sur la même touche pendant que le magnétoscope sera en lecture.

On trouve donc sur ce magnétoscope la plupart des fonctions habituelles, des magnétoscopes de salon celles que l'on utilise quotidiennement avec, en plus, le côté portatif de l'appareil.

Une housse permet de loger l'appareil à l'abri des coups, cette housse peut être équipée d'une batterie supplémentaire que l'on pourra d'ailleurs brancher sur le magnétoscope pour remplacer celle qui est à l'intérieur et cela sans que l'enregistrement soit interrompu.

tre heures, cassettes dont la bande est extrêmement fine et, par conséquent, sensible aux moindres déformations.

Le magnétoscope NV 3000 utilise trois moteurs. Dans un magnétoscope, il faut assurer le défilement longitudinal de la bande magnétique. Il faut également faire tourner très rapidement les têtes vidéo devant la bande, on doit également entraîner les bobines débitrice et réceptrice pour enrouler la bande dans la cassette, par ailleurs, au moment de la mise en place de la bande autour du tambour vidéo, plusieurs pièces mécaniques doivent être déplacées.

Le moteur de cabestan est utilisé ici pour entraîner la bande, il sert également, par courroies interposées, à remplir ou à vider les bobines de la cassette. Ce moteur est à courant continu, à collecteur, il est équipé d'une génératrice tachymétrique d'asservissement.

Le moteur de mise en place et de retrait de la bande est un moteur à courant continu de conception classique, à aimant permanent.

Le moteur du tambour est un moteur à entraînement direct, ce qui permet une réduction sensible de poids. C'est un moteur sans collecteur à aimant tournant. Trois bobinages sont excités par un circuit intégré, ils reçoivent un courant de commande issu d'un système d'asservissement. Pour commander les bons enroulements du moteur, nous avons un détecteur de position du rotor et par conséquent des pôles de l'aimant, cet indicateur de position est un système cher à Matsushita, il utilise trois



Photo A. – Les touches de commande du magnétoscope NV 3000.

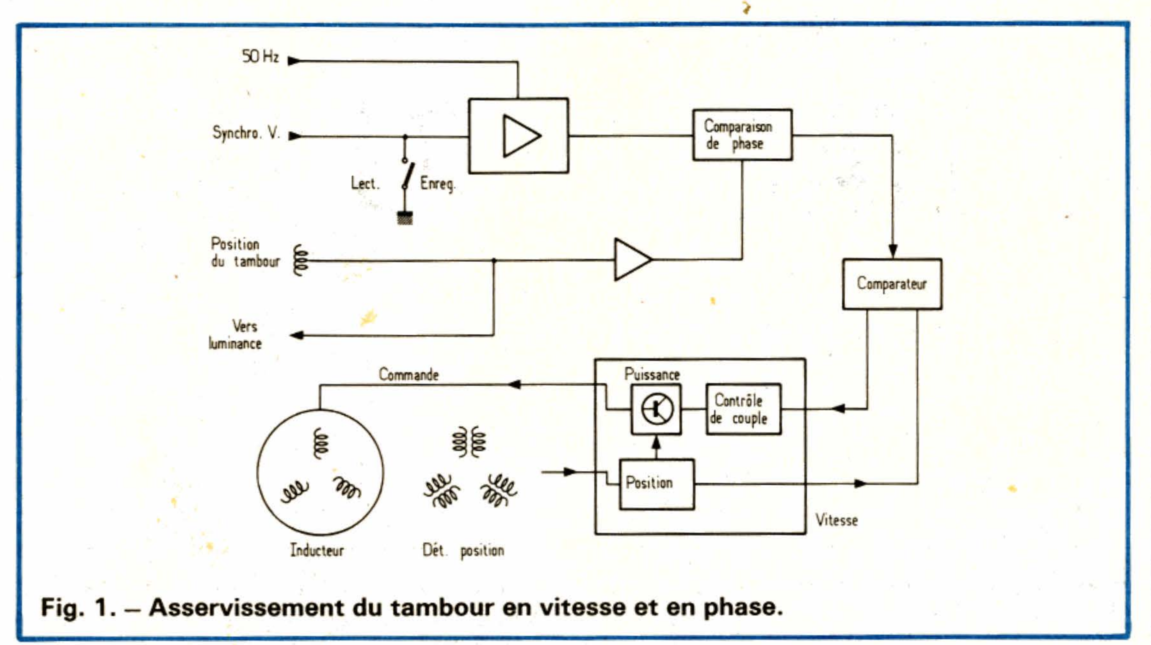


Fig. 1. – Asservissement du tambour en vitesse et en phase.

Techniques

Le NV 3000 F, comme d'ailleurs la plupart des magnétoscopes de Panasonic, est construit sur un châssis en alliage moulé. Cette technique de fabrication, que l'on avait déjà rencontrée sur les premiers magnétoscopes de la firme, est en fait rarement utilisée par les autres constructeurs, elle nécessite des moyens d'usinage automatique permettant de travailler des pièces de grande taille.

Cette technique permet de disposer d'une base de très grande stabilité, ce qui est une condition favorable pour l'emploi de cassettes de qua-

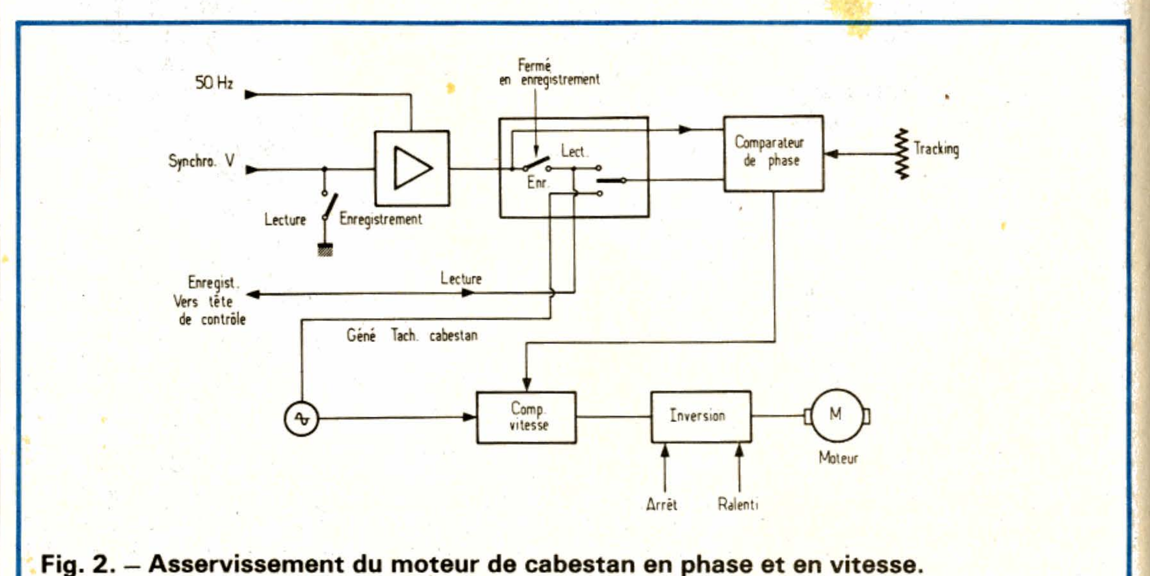


Fig. 2. – Asservissement du moteur de cabestan en phase et en vitesse.

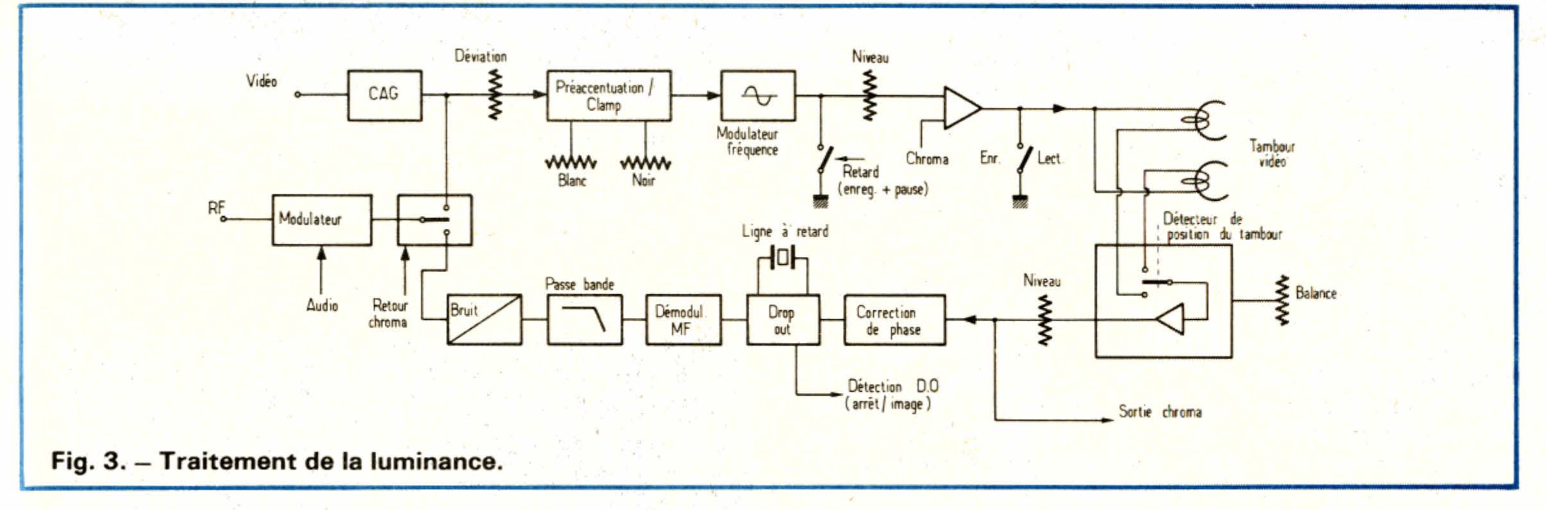


Fig. 3. – Traitement de la luminance.

bobines excitatrices et trois bobines réceptrices dont le couplage varie en fonction de la position d'une pièce magnétique solidaire du rotor.

Le moteur de tambour n'est pas équipé d'une génératrice tachymétrique, cette information de vitesse est extrapolée du signal de commande du moteur.

Ce moteur est asservi en vitesse et en phase, l'asservissement de vitesse permet une approche de la vitesse théorique, l'asservissement de phase intervient alors, avec une légère accélération ou un léger ralentissement du moteur du tambour.

Sur le moteur, nous trouvons également un système de repérage de la position du tambour, ce repérage est utilisé pour la commutation des têtes vidéo et pour l'asservissement de phase du tambour.

Il y a en effet lieu de distinguer, pour le moteur du tambour, deux informations de position relative, celle des pôles de l'aimant du moteur et des bobinages, et celle des têtes par rapport à la bande, le respect de la position des têtes par rapport à la bande est indispensable pour que la tête soit bien centrée sur la piste.

Le moteur de cabestan est également asservi. La commande de ce moteur se fait à travers une alimentation variable. Le système d'asservissement utilise une boucle de vitesse et une boucle de phase. En lecture, il utilise la lecture de la piste de contrôle qui est comparée à une référence.

Ce moteur peut également tourner à l'envers, cette rotation, associée à un rebobinage en arrière, permet de faire reculer la bande de façon à permettre une resynchronisation du magnétoscope pour l'enchaînement de deux séquences. Dans ce cas, on va rebobiner un peu de bande lorsqu'on passera de l'enregistrement à la pause. Puis, au moment où l'on va commander la reprise de l'enregistrement, le magnétoscope synchronisera son défilement pour faire coïncider le signal vidéo de la bande et celui venant de la caméra. Le verrouillage effectué, l'enregistrement commence.

Le signal vidéo, arrivant sur l'entrée, passe dans un circuit de commande automatique de gain. Ce signal arrive d'une part sur le modulateur RF et va d'autre part vers les circuits d'enregistrement.

Le signal module un oscillateur en fréquence après être passé dans un circuit d'écrêtage du noir et du blanc. L'amplificateur d'enregistrement attaque en parallèle les deux têtes vidéo. Pour la lecture, la tension des têtes vidéo est envoyée sur un préamplificateur qui assure la commutation d'une tête à l'autre, en fonction de la position du tambour. Cette commutation est assurée par le système de repérage de position du tambour.

Un potentiomètre de balance équilibre le niveau de sortie des deux têtes. Nous arrivons maintenant, après passage dans un compensateur de phase, dans un circuit détecteur de drop out. Ce détecteur commande le passage du signal dans une ligne à retard qui permettra de remplacer une ligne de la trame par la précédente. Nous sommes ici toujours avec le signal modulé en fréquence, ce signal va être dé-

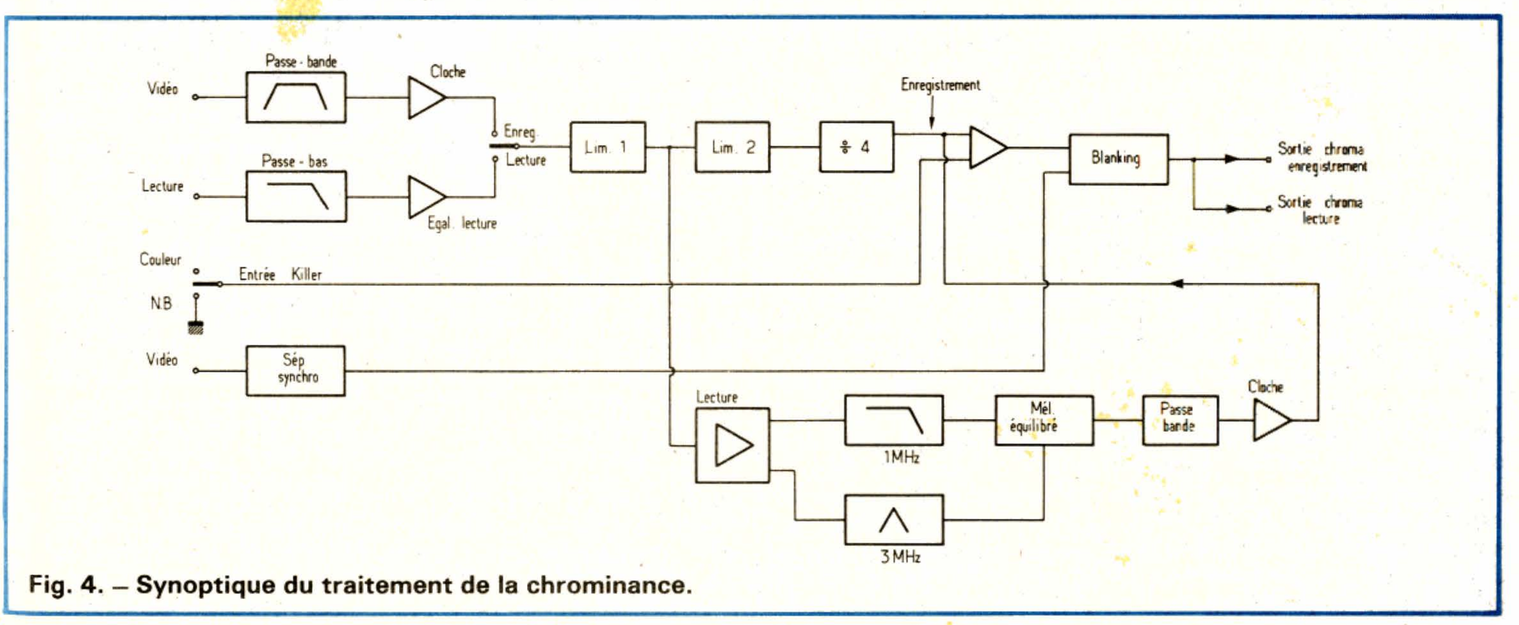


Fig. 4. – Synoptique du traitement de la chrominance.

modulé et passera dans un filtre passe-bas qui éliminera les fréquences indésirables. Un circuit suppresseur de bruit dirige le signal vers un mélangeur où les signaux de chroma vont rejoindre celui de luminance pour reconstituer le signal composite.

Le signal de chrominance qui a été séparé de la luminance voit sa fréquence divisée par 4, une correction est appliquée pour l'enregistrement et le signal est dirigé sur l'amplificateur d'enregistrement commun à la luminance et à la chrominance.

Le signal de sortie de l'amplificateur de lecture vidéo est dirigé sur un filtre passe-bas d'où l'on extrait la chrominance.

Il reste à lui donner son allure finale en multipliant sa fréquence, ce qui se fait par un modulateur équilibré, ce modulateur reçoit d'un côté, le signal chrominance passé au travers d'un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est de 1 MHz, et de l'autre, une composante issue du même signal mais ayant traversé un filtre passe-bande accordé sur 3 MHz. Un passe-bande et un correcteur en cloche complètent la mise en forme.

La fabrication

La fabrication d'un appareil de cette taille nécessite une concentration élevée de composants. On doit rassembler le maximum de composants dans le plus petit volume possible et limiter aussi au maximum le câblage.

Les circuits électroniques ont été rassemblés sur trois côtés du châssis : le fond, le côté gauche (sur la droite, il y a la batterie) et sur l'avant. Le circuit de gauche est relié au circuit principal par des circuits imprimés souples, le circuit de la face avant, par des câbles terminés par des connecteurs. Le circuit principal est un double face aux trous remplis d'une encre conductrice, une façon de les métalliser. Le circuit du microprocesseur est en époxy, cette fois, les trous sont vraiment métallisés, par galvanoplastie.

Les circuits intégrés sont à l'honneur, ils sont ici, accompagnés de circuits hybrides : réseaux de résistances ou filtres ou circuits plus complexes comportant des composants actifs.

Les résistances sont des modèles subminiatures tandis que les condensateurs chimiques à sorties parallèles ont une hauteur réduite à 7 mm.

L'ensemble de l'électronique est facilement accessible. En effet, l'avant s'enlève aisément, il ne reste plus alors qu'à déplier l'électronique, le châssis restant solidaire et par conséquent fonctionnel.

Conclusions

Ce magnétoscope bénéficie d'une technologie moderne. Les moteurs à entraînement direct n'ont cependant pas été généralisés, les modèles classiques conservent leur place.

La miniaturisation des circuits électroniques, plus que de la mécanique, a permis de réduire l'encombrement. La mécanique est en effet liée aux dimensions de la cassette et à celles du tambour d'enregistrement lecture vidéo.

Le NV 3000 F de Panasonic offre beaucoup de fonctions utiles, nous avons par exemple apprécié la synchronisation pour l'enregistrement de deux séquences successives ainsi que la présence, en association avec la caméra, d'un circuit économiseur de batterie.

Nous voyons mal comment ce type de magnétoscope pourrait devenir encore plus petit et plus léger tout en conservant la rigidité mécanique indispensable pour la stabilité de l'image. On est tout de même passé d'une dizaine de kilogrammes à moins de 6, ce qui n'est pas si mal !

La bagarre du poids va maintenant se faire autour de quelques centaines de grammes.

E.L.

Bloc-notes

PRIX SCIENTIFIQUE PHILIPS POUR LES JEUNES



M. A. Bouille, classé 1er au Prix Scientifique Philips 1981.

Le Prix Scientifique Philips pour les Jeunes a pour but de récompenser chaque année des travaux originaux poursuivis par des jeunes de moins de 21 ans.

Ces travaux peuvent relever du domaine de toutes les sciences ou être une étude de technologie.

Les candidats, travaillant seul ou en groupe, doivent proposer une étude scientifique qui, partant d'une idée originale, développe, expérimente le sujet et aboutit à des conclusions.

Les études, reçues le 15 septembre de chaque année sont jugées par les Membres du Comité Scientifique, placés sous la Présidence de Monsieur Louis Leprince Ringuet.

Pour la session 1981 un premier prix de 8 000 F a été attribué à Alain Bouillé de Fontainebleau pour une étude systématique sur les « Parmelia » bruns français.

Un autre premier prix de 8 000 F a été attribué à Christophe Corizzi, animateur du Club Aérospatial de la Celle-Saint-Cloud, qui en collaboration avec Gilles Millet, Pascal Migaud, Thierry Genin et Jean-Marc Fournier pour leur projet « CONDOR » une étude de fusée bi-étages à hautes performances.

Le 2e prix de 7 000 F a été attribué à Anne Sée de Montreuil pour son étude des bryophites de deux régions géographiquement distinctes de Corse.

Enfin le 3e prix de 3 000 F a été attribué à Rémy Grasset de Moulins pour son projet PHAETON d'étude d'une centrale héliothermique individuelle asservie.

Pour recevoir une documentation complète sur le Prix, écrire à : Prix Scientifique Philips pour les Jeunes, 50, avenue Montaigne, 75008 Paris. Tél. : 256.88.00.

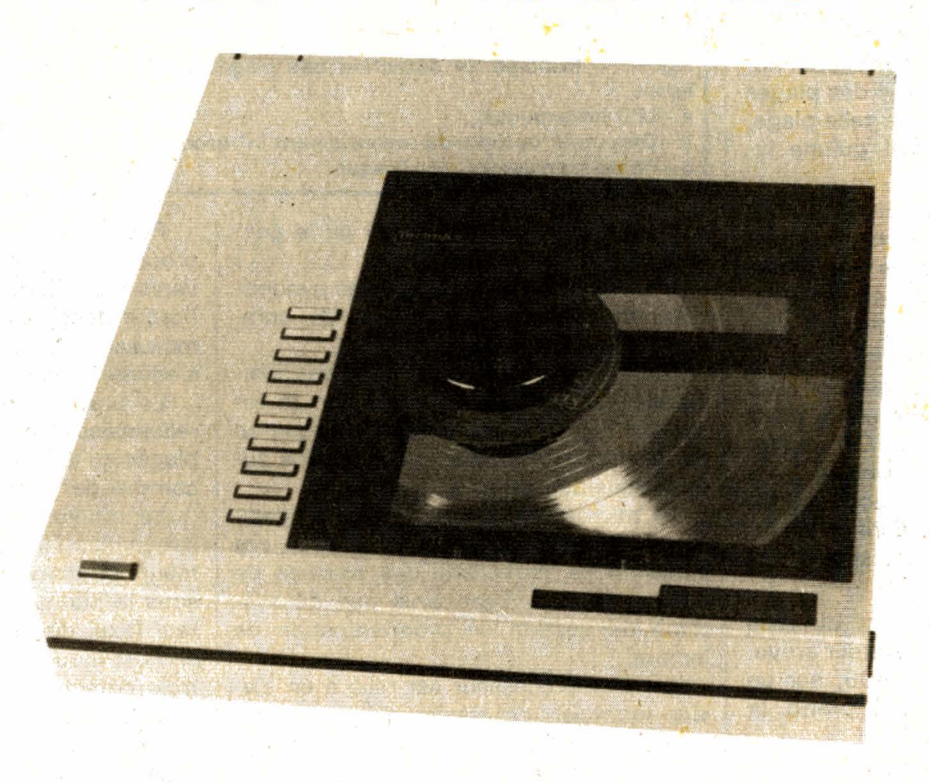
Le prix Scientifique Philips pour les Jeunes a incité Pierre Kohler à écrire un ouvrage sur ce sujet : DOUZE JEUNES, UNE PASSION : LA RECHERCHE.

Pierre Kohler docteur en Sciences, astronome, journaliste est allé au devant de douze jeunes chercheurs qui, depuis 1970, ont été couronnés pas le prix scientifique Philips, l'auteur a essayé de les faire parler de leur vocation, ils expliquent comment ils ont pu mener à bien telle ou telle étude, se souviennent de leurs échecs, laissent libre cours à leur enthousiasme... Grace à eux les Sciences ne sont plus l'affaire des autres.

Ce livre est édité par Hachette dans la collection INF-Sciences.

LA TABLE DE LECTURE

Technics SL 15



LA table de lecture SL15 est l'héritière « micro-processorisée » de la SL10, tourne-disque à peine plus grand que le disque 30 centimètres qu'il recevra. La micro-électronique s'est installée dans cet appareil pour offrir une programmation des plages jouées, un système que l'on connaît pour les magnétophones à cassette et que l'on avait déjà rencontré chez ADC, firme qui fut la première à se lancer dans ce mode de jeu. Sharp nous avait également présenté un appareil doté de cette fonction. Dans tous les cas, on utilise un dispositif optique qui émet un faisceau infra-rouge vers le disque, ce faisceau est réfléchi par les plages non modulées. Les amateurs de chanson et de variétés apprécieront tout particulièrement ce type de produit.

Présentation

Nous avons pratiquement retrouvé dans ce tourne-disque la présentation de la SL 10. L'encombrement est le même mais quelques détails ont changé comme par exemple, une série de boutons qui permettent de sélectionner l'ordre de passage des enregistrements.

L'appareil a revêtu une tenue gris métallisé, l'ensemble est lourd : 6,6 kg, plus lourd qu'un magnétoscope portable ! Nous devons préciser ici que le poids important du tourne-disque est justifié et permet d'assurer d'excellentes performances...

Au toucher, l'appareil donne une impression de froid, en effet, châssis et couvercle sont métalliques, ils sont tous deux moulés sous pression dans du Zamack, c'est rare à une époque où le plastique régne.

Le disque est visible au travers d'une vitre, le bras porte un index rouge précisant la position du bras de lecture face à une échelle centimétrique.

La technique

Nous ne reviendrons pas complètement sur les dispositions prises pour la table de lecture SL10. Cette platine a été décrite assez complètement dans notre numéro 1655 d'avril 1980.

En quelques mots, rappelons que l'asservissement du bras tangentiel se fait dans un seul sens, une fourchette optique donne un ordre d'avancement du support de bras dès que l'écart entre la position

théorique et la position réelle du bras devient trop important.

En cas de dépassement, ce qui peut arriver pour un disque excentré, il n'y a pas de rattrapage.

La fin d'un disque est détectée par l'accélération de la spire finale. On détecte ici, indirectement, la vitesse de rotation du moteur d'asservissement, par un disque perforé, placé entre les dents d'une fourchette optique.

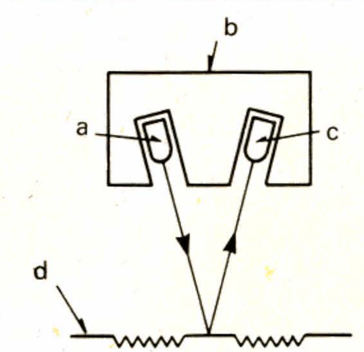
Sur la SL15, nous avons donc un bras tangentiel asservi, il est entraîné par un câble. Ce câble entraîne également un système optique, constitué d'une diode émettrice et d'un photo transistor. La figure A donne le principe de fonctionnement du système de repérage des plages modulées. En présence d'une telle plage, le photo-transistor ne reçoit qu'une lumière diffuse et ne réagit pas.

Cette optique de détection se déplace le long d'un rayon du disque, sous la partie du couvercle masquée par l'électronique d'asservissement et de programmation. On ne risque pas ici d'influence de la lumière extérieure.

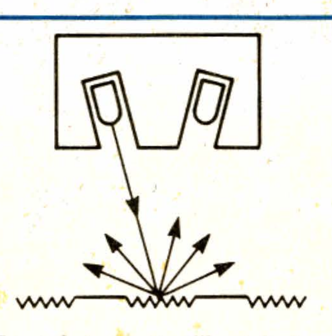
Sur notre synoptique général, on trouve le détecteur de plage en A, il est commandé par un oscillateur. Cet oscillateur module le faisceau lumineux de la diode LED, cette modulation est destinée à éliminer toute possibilité d'influence lumineuse extérieure, sur le dispositif de recherche de plage.

La détection du niveau est du type synchrone, la sortie de l'oscillateur arrive, par un circuit déphaseur IC 506, sur un échantillonneur-bloqueur qui prend la crête du signal de commande.

Le signal est ensuite découpé par IC 502, filtré et identifié, avant d'être envoyé, sous forme d'une impulsion, dans le microprocesseur. Comme vous pouvez le constater, ce traitement n'est pas aussi simple qu'on aurait pu le penser.



A – La lumière réfléchie par la surface lisse va exciter le phototransistor.



B – En présence de sillons la lumière est dispersée dans toutes les directions et seulement une trop faible partie atteindra le phototransistor.

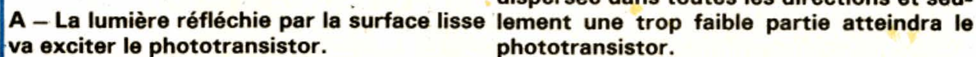


Fig. 1. – Principe de détection des plages modulées d'un disque et des intervalles lisses.
a - LED infrarouges.
b - Détecteur optique de rayonnement infrarouge.
c - Photo transistor. – d - Disque.

En haut et à droite du schéma synoptique, on trouvera les circuits de commande du moteur du bras.

Le sélecteur de vitesse Q301 est commandé par les boutons poussoir de recherche rapide d'une plage de disque ou par le microprocesseur, en recherche automatique de plage.

Le microprocesseur commande également le sens de rotation du moteur, ces informations provenant des touches de déplacement du bras ainsi que du système de gestion de programmation de lecture.

Le microprocesseur est relié à un clavier matriciel, ce clavier dispose d'une série de touches de programmation, ces touches sont reliées à huit broches du microprocesseur. Ce microprocesseur utilise des sorties directes (nous n'avons pas ici de matriçage) pour allumer les diodes LED signalant la programmation.

Pour la sélection des plages, le microprocesseur fonctionne de la façon suivante : on appuie sur les touches dans l'ordre dans lequel on désire écouter les morceaux. A ce moment, une diode LED s'allume en face du morceau désiré.

Le bras de lecture va alors partir en reconnaissance et compter le nombre de plages qu'il devra franchir. On devra alors commander le départ de la lecture.

Le moteur d'entraînement du plateau est un classique de chez Matsushita. L'aimant permanent multi-pôles est collé sous le plateau. Le moteur a son inducteur (fixe) directement vissé sur le châssis. Cet inducteur est bobiné, il comporte trois détecteurs de position qui utilisent une sorte de « fourchette magnétique ». Un bobinage reçoit une tension d'un oscillateur, l'autre est couplé au premier par une pièce magnétique solidaire du rotor. Le couplage varie avec la position du rotor et donne naissance à un signal qui sera exploité ultérieurement.

La commande de vitesse du moteur est confiée à deux circuits intégrés. Celui du haut, un AN 6675, est un circuit de puissance, il commande le courant dans les enroulements. Ce circuit comporte les transistors de commande PNP et NPN permettant d'inverser le sens du passage du courant dans les enroulements. Nous avons ici un montage en pont.

Le courant des enroulements est détecté par des résistances, le circuit d'asservissement donne des ordres d'accélération ou de ralentissement du moteur. Dans ce circuit intégré, nous avons également l'oscillateur à 50 kHz et les circuits de détection de position.

Le circuit d'asservissement en vitesse est du type PLL. Un quartz à 4,193280 MHz voit sa fréquence divisée pour donner une référence plus basse. D'autre part, nous avons, autour du moteur, un bobinage imprimé qui délivre une

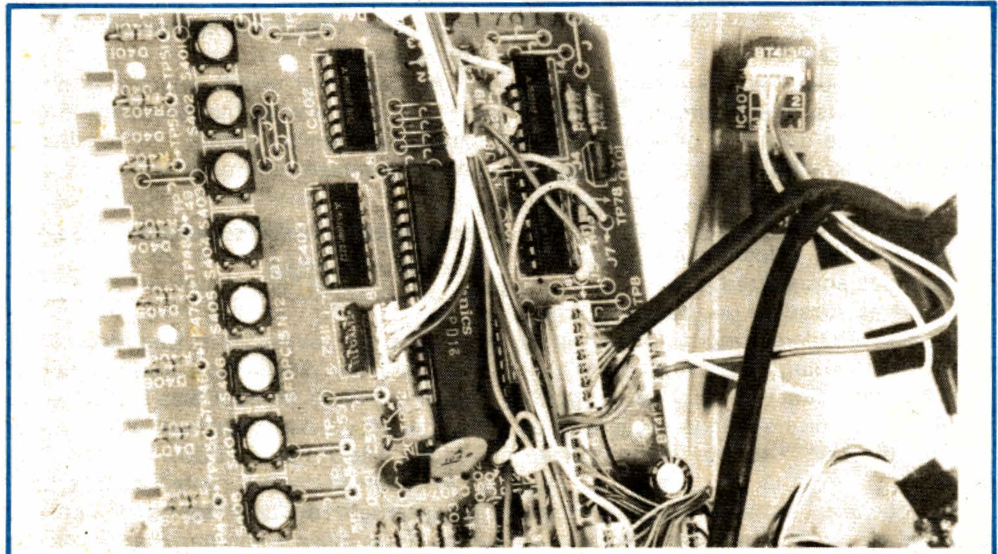


Photo A. – La platine de sélection des plages et son microprocesseur.

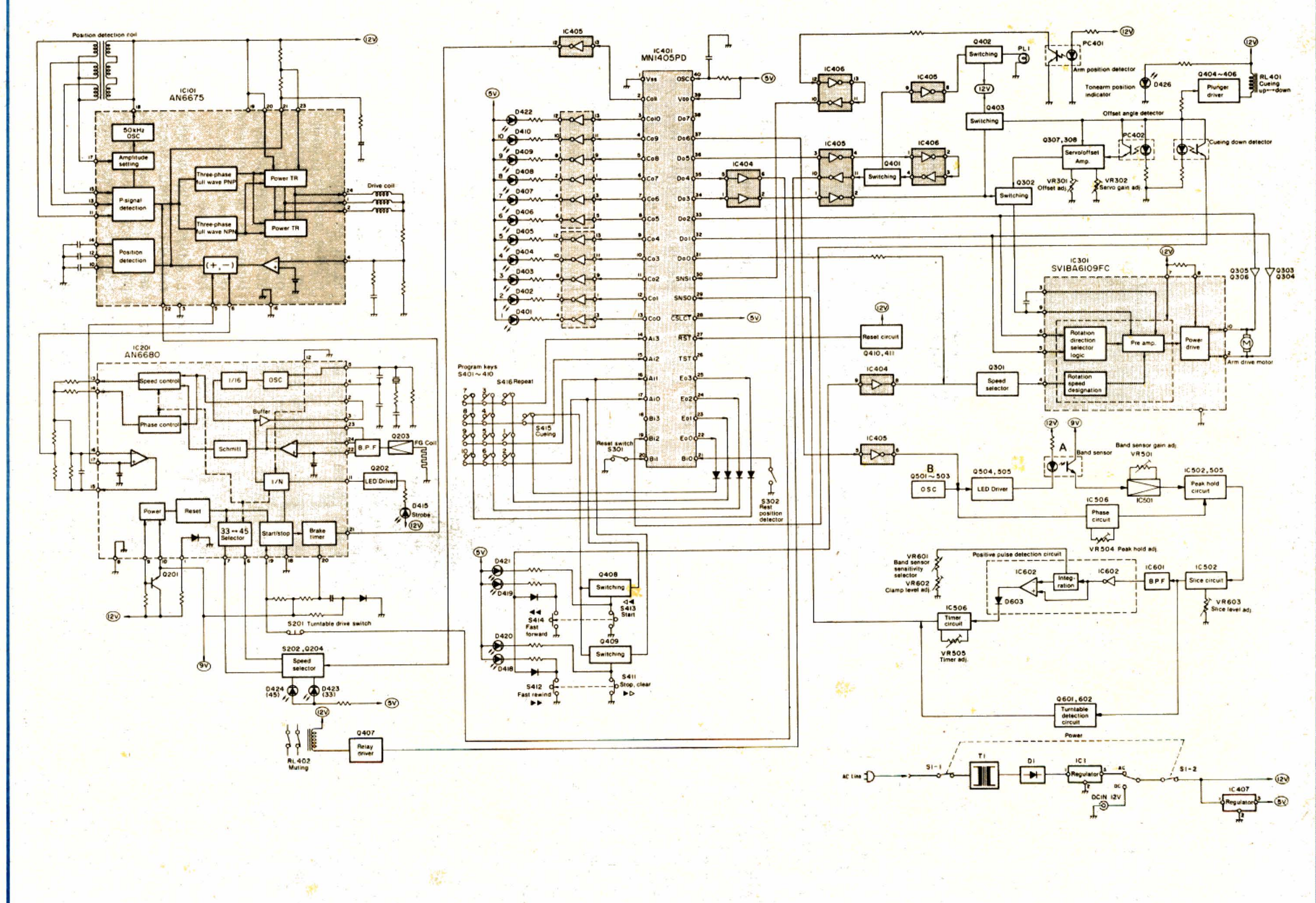
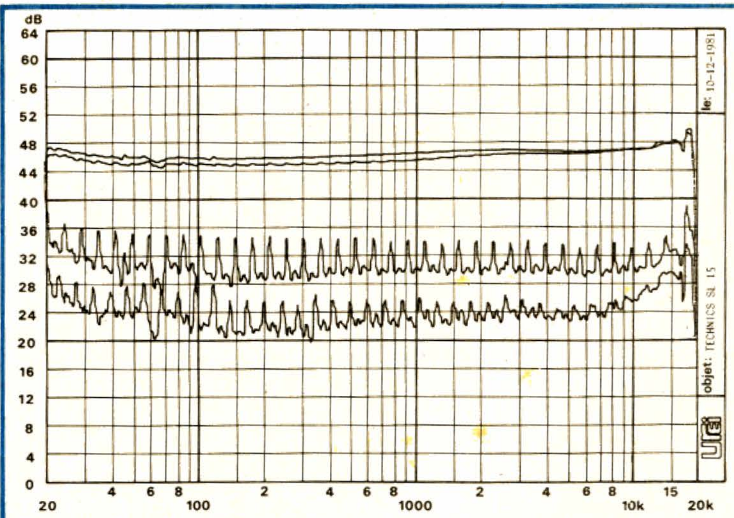


Fig. 2. – Schéma synoptique de la partie électronique de la SL 15.



Courbe A. – Courbes de réponse et de diaphonie de la cellule de la table de lecture TECHNICS SL 15.



Courbe B. – Courbe de résonance bras cellule de la table de lecture TECHNICS SL 15.

tension de fréquence proportionnelle à la vitesse angulaire du moteur.

La tension de l'oscillateur divisée et celle de la génératrice tachymétrique sont envoyées sur un comparateur de vitesse et un comparateur de phase.

Les tensions de sortie des comparateurs sont sommées et envoyées vers le circuit de commande du moteur.

Le circuit d'asservissement PLL offre également un sélecteur de vitesse et un temporisateur pour le circuit de freinage. Ce moteur est en effet freiné électriquement, on n'attend d'ailleurs pas l'arrêt pour déclencher la coupure du freinage.

Ce circuit intégré commande par ailleurs l'illumination d'un stroboscope. Ce stroboscope est solidaire du galet presseur plaquant le disque sur le plateau.

La réalisation

La table de lecture SL15 est montée sur quatre pieds amortisseurs. Le châssis est en alliage moulé et est par conséquent résistant aux vibrations. Sa grande rigidité rend le plateau intimement solidaire du support de bras, condition indispensable pour éviter une transmission des vibrations. Si l'ensemble plateau bras vibre en phase, il n'y a aucune tension parasite sur la tête de lecture, à condition que le bras soit équilibré dynamiquement !

La précision de la fabrication est bonne, nous avons tout de même relevé une certaine faiblesse de l'un des verrous, une pièce en matière plastique dont l'ergot de verrouillage est relativement mince. On a tout de même utilisé ici une matière plastique robuste mais la précision du montage n'est pas parfaite.

L'électronique est montée sur plusieurs circuits imprimés, un dans la base, pour la commande du moteur et le traitement d'information des capteurs.

Le reste de l'électronique, par exemple le microprocesseur, est installé dans le capot, derrière un cache difficile à enlever si on ne dispose pas d'informations à son sujet...

Mesures

La SL 15 bénéficie d'une tête de lecture démontable. Cette tête de lecture, à aimant mobile, utilise un circuit magnétique en ferrite.

Elle peut d'ailleurs être changée et remplacée par exemple par une tête Shure, cette firme américaine produisant une série spécialement adaptée à cette configuration de bras.

Le taux de pleurage et de scintillement, mesuré avec un disque Lennard gravé à 3 150 Hz, est de moins de 0,03 % à 33 t/mn et 0,04 % à 45 t/mn. En fait, ces chiffres doivent être considérés avec circonspection. Ils sont en effet très bas et la moindre déformation du disque a une influence. Le constructeur annonce une valeur légèrement inférieure, valeur mesurée sans disque et sans bras en considérant uniquement la tension prise sur la génératrice tachymétrique.

Les déformations du disque, excentration et voilement, introduisent des fluctuations faibles mais qui prennent une importance relative lorsque le tourne-disque se rapproche de la perfection.

Le rapport signal/bruit de cette table de lecture, mesuré avec un disque pressé, est de 69 dB, en mesure pondérée, et de 41 dB, en mesure non pondérée.

Avec une laque, nous sommes descendus à 76 dB, avec pondération, et 44 dB sans pondération. Ces chiffres son remarquables, là encore, nous sommes à la limite de la mesure, et l'on voit clairement la différence de bruit de fond entre un disque gravé directement et un disque pressé. Précisons également que ces disques n'en sont pas à leur première lecture !

La lisibilité de la cellule, avec la force d'appui d'origine, est de plus de 80 μm à 400 Hz.

Le niveau de sortie de la cellule, à 1 kHz et gravure à 0 dB est de 5,18 mV.

La diaphonie, mesurée à 5 kHz, est de 23 dB (D/G) et de 31 dB (G/D). A 1 kHz, nous avons mesuré respectivement 22 et 34 dB et, à 80 Hz 19 et 21 dB.

La courbe de réponse et de diaphonie, mesurées avec disque Bruel et Kjaer est donnée graphiquement ainsi que la courbe de résonance basse de la cellule. Une résonance d'ailleurs très peu marquée, le bras présentant une inertie très faible.

Conclusions

Indiscutablement, Technics est passé maître dans l'art de concevoir et de réaliser des tables de lecture. Les performances sont à la limite des possibilités des appareils de mesure.

Le système de programmation de la SL15 en dehors des disques de variété n'offre pas de gros intérêts, il augmente le prix de la platine sans améliorer ses performances. La SL15 s'adresse donc aux amateurs de gadgets, amateurs fortunés et qui souhaitent tout de même que les performances soient d'un très haut niveau.

Nous préférons tout de même, pour le rapport qualité/prix, les modèles à bras tangentiel plus classiques et plus simples. Après tout, le mélomane peut très bien choisir ses morceaux préférés du bout des doigts par touches interposées, ici cependant il n'a pas le droit de toucher le bras ce qui est, à notre avis, un énorme avantage pour le disque.

Etienne LEMERY

Bloc-notes

LE BEAT BOY 100 GRUNDIG



Ce lecteur de cassette stéréo en mini format, avec son casque poids plume, séduira les adeptes de la formule « musique à emporter ».

En dépit de sa petite taille (9 × 13 × 3 cm) et de son faible poids (350 g), le Beat-Boy 100 recèle un maximum d'équipements et de confort. Le système de commande « intermix » autorise la sélection directe de toutes les fonctions de défilement, sans passer par Stop. Il possède bien entendu l'avance et le rebobinage rapides. Pendant cette dernière fonction, la touche de rebobinage avec possibilité supplémentaire « Cue/Review » permet « l'écoute » et facilite ainsi la recherche des séquences préférées contenues sur la cassette.

Deux potentiomètres destinés au réglage séparé du volume sonore pour chaque canal, servent en même temps au réglage de la balance stéréo. En cas de besoin, il est possible d'influencer la plage des aigus afin d'éliminer le souffle gênant pouvant provenir de cassettes anciennes ou d'enregistrements réalisés dans de mauvaises conditions.

L'écoute à deux, c'est doubler le plaisir : le BEAT-BOY 100 est équipé d'une deuxième sortie pour casque stéréo avec fiche jack de 3,5 mm.

Enfin, il permet le dialogue avec le co-auditeur, grâce au micro incorporé et à la touche « talk line » commutant le circuit de conversation.

En utilisation mobile, l'appareil est alimenté par 3 piles de 1,5 V, assurant une autonomie d'environ 8 heures. Il est d'autre part muni d'une prise permettant le raccordement d'un bloc secteur externe.

Présenté en boîtier métallisé, il est livré avec son étui de protection avec dispositif de fixation autorisant le port à la ceinture.

LE SALON DE DUSSELDORF

L'exposition Hi-Fi qui se déroulait tous les deux ans à Düsseldorf prend un nouveau nom – Hifivideo – et un nouveau visage : elle englobe maintenant, outre les installations Hi-Fi, toute la gamme des appareils radio, télévision, vidéo et autoradio.

Compte tenu de cette transformation, la surface maximale de stand autorisée a été portée à 1 500 m².

Cette manifestation se déroulera comme précédemment sur le Parc des Expositions de Düsseldorf du 20 au 26 août 1982.

Pour tout renseignement complémentaire : MDC-COMAREL, 337, Bureaux de la Colline, 92213 St-Cloud. Tél. : 602.64.01.

BIBLIOGRAPHIE

Le livre vivant de la vidéo



AGFA vient d'éditer un livre sur l'utilisation des vidéo-cassettes et des magnétoscopes.

Ce guide permet aux utilisateurs de magnétoscopes de « s'y retrouver » parmi tous les standards existants ou à venir.

Pour ce faire, AGFA a fait appel à l'un des meilleurs spécialistes de la vidéo à l'heure actuelle : Christian Dartevelle.

Ce livre de 126 pages, donnant des exemples concrets et complétés par des schémas et des prises de vue, deviendra vite indispensable à tous les possesseurs de magnétoscope, que ce soit pour ses conseils d'ordre pratique sur les bandes elles-mêmes ou sur les appareils (différents types de branchements, réglages, prises de vue vidéo, transfert de films, etc.) ; même l'enregistrement Hi-Fi sur vidéo cassettes est abordé avec l'approche des techniques digitales.

En résumé, une « bible » à avoir impérativement dans sa vidéothèque.

Pour se la procurer :

Adresser un chèque de 20 F à AGFA-GEVAERT Service Vidéo-Conseils, BP 301, 92506 Rueil-Malmaison Cedex.

Initiation à la pratique de l'électronique

LES AFFICHEURS optoelectroniques

CONTINUANT notre série sur l'opto-électronique, nous allons voir aujourd'hui comment insérer un afficheur dans un montage. D'un emploi facile, il faut néanmoins savoir qu'une diode électro-luminescente doit être polarisée en direct, et qu'un courant de 10 mA est suffisant pour obtenir une bonne visibilité. Il faut également savoir qu'une tension inverse appliquée à la diode peut lui être dangereuse si elle dépasse 3,5 V.

Les LED peuvent aussi bien être utilisées en continu qu'en alternatif, moyennant quelques précautions.

Les afficheurs 7 segments ne posent pas de problèmes particuliers puisqu'il s'agit en fait de diodes électroluminescentes.

Pratique des diodes électro-luminescentes

Les diodes éléxtroluminescentes (LED) sont les plus utilisées des composants opto-électroniques. Leur succès va en augmentant et leur prix les rendent très abordables pour visualiser la présence d'une tension. Ces diodes existent en différentes couleurs : rouge (les plus courantes et les moins chères), orange, jaune et verte. Les laboratoires de recherche annoncent la sortie prochaine de diodes LED bleues. Il est également possible d'avoir 2 couleurs différentes dans un même boîtier du type TO18. Leur forme aussi est variée, les premières étaient seulement à extrêmité sphérique, maintenant l'embout lumineux peut présenter une forme carrée, triangulaire ou rectangulaire.

Les LED servent à la signalisation. Elles indiquent la présence ou l'absence d'une tension ou encore l'état logique d'un circuit digital. Elles sont employées comme échelle lumineuse pour les Vu-mètres ou les thermomètres électroniques, en mettant bout à bout celles de forme carrée ou rectangulaire. Elles sont aussi très utilisées pour la visualisation de chiffres, de lettres ou de signes. Enfin, couplées avec un capteur de lumière, on réalise avec des diodes électro-luminescentes, des barrières lumineuses, soit pour le comptage d'objets ou de personnes, soit pour la lecture de cartes perforées.

Quelques précautions préliminaires

Tout comme les autres diodes (de redressement ou de détection), les LED possèdent des limites d'utilisation qu'il faut bien connaître.

D'abord, en ce qui concerne son bon fonctionnement, une telle diode doit être polarisée en direct pour émettre de la lumière. Ainsi, une tension positive doit être appliquée côté anode comme indiqué sur la figure 1. Branchée de cette façon, un courant direct I_D traverse la diode. Ce courant a une valeur qui doit se trouver au-dessous de 50 mA (valeur maximale à ne pas dépasser). Un bon choix de courant est 10 mA ; avec cette valeur, la diode allumée est bien visible pour un éclairage ambiant habituel. Il est évident que plus le courant I_D sera élevé, plus la lumière émise sera intense. Celle-ci passe de 1 mcd pour 10 mA à 2 mcd pour 20 mA. Mais le rayonnement lumi-

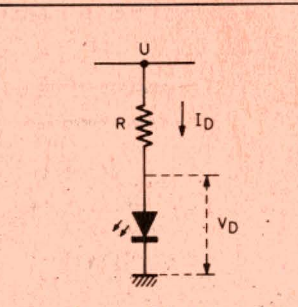


Fig. 1. – Montage de base d'une LED.

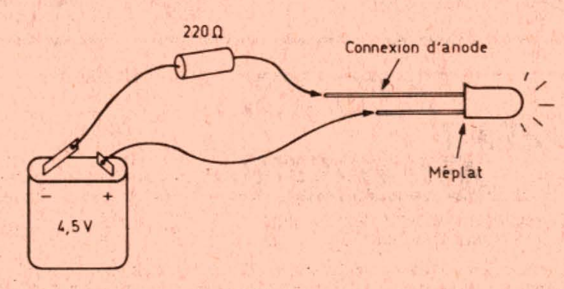


Fig. 2. – Contrôle d'une LED. La connexion de cathode est repérée par un méplat. Généralement sa tige est plus courte.

neux est encore visible si I_D = 3 ou 5 mA (pour une LED rouge CQY 40).

La tension V_D est la tension directe aux bornes de la diode. Elle est de l'ordre de 1,4 à 1,8 V pour une LED rouge, ou entre 2 et 2,5 V pour les modèles jaune et vert, bien que la limite supérieure des diodes vertes peut monter jusqu'à 2,8 V.

Cette tension V_D varie légèrement d'un modèle à l'autre.

De toute façon il est indispensable d'insérer en série avec la LED une résistance de protection. Cette résistance R (fig. 1) est généralement de quelques centaines d'ohms (200 à 400 Ω) pour une tension de quelques volts (5 V). Son calcul n'a rien de difficile, c'est l'application pure et simple de la loi d'Ohm. La valeur de R est égale à la tension à ses bornes divisée par le courant la traversant. La tension aux bornes de R est : $U - V_D$. Pour le courant I_D, nous conseillons 10 mA (soit 0,01 A), ce qui donne la formule :

$$R = \frac{U - V_D}{I_D}$$

ou encore, puisque $V_D \simeq 2$ V et I_D est égal à un centième d'ampère :

$$R = (U - 2) \times 100$$

Si nous souhaitons utiliser une de ces diodes comme voyant lumineux d'une alimentation de 9 V, l'application de la formule donne :

$R = (9 - 2) \times 100$ soit 700 Ω. On choisira la valeur normalisée la plus proche soit 680 Ω.

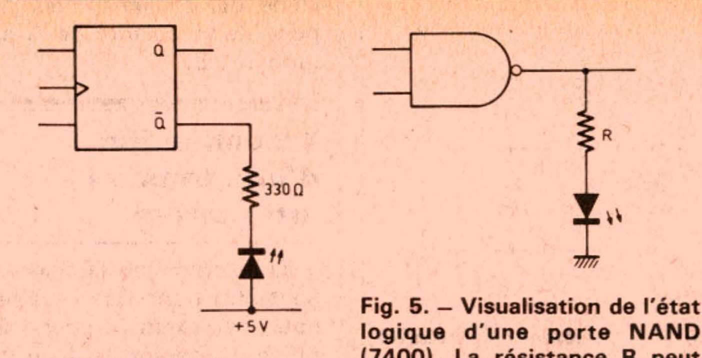


Fig. 4. – Signalisation de l'état haut de la bascule.

Fig. 5. – Visualisation de l'état logique d'une porte NAND (7400). La résistance R peut être supprimée si la LED est verte.

Rien de plus simple également si on désire vérifier le bon état d'une diode électroluminescente. Il suffit, avec une pile de 4,5 V et une 220 Ω, de brancher le tout en série (fig. 2). Mais il faut surtout prendre bien garde de ne jamais mettre directement la diode aux bornes de la pile.

Attention à la tension inverse

Un point très important est la tension inverse. Autrement dit, en faisant une fausse manœuvre consistant à brancher la diode avec le « + » de la pile côté cathode, il y a risque de détérioration du composant, puisque ce dernier ne supporte pas une tension inverse supérieure à 3,5 V. Cette valeur est à se rappeler surtout lorsqu'on utilise la diode dans un circuit à impulsions, par exemple comme indicateur de présence de signaux rectangulaires à la sortie d'un générateur.

La figure 3 montre la courbe caractéristique moyenne d'une LED rouge avec les zones « dangereuses » : courant direct supérieur à 50 mA et tension inverse supérieure à 3,5 V. Le courant inverse de ce genre de diode est de l'ordre de plusieurs dizaines de microampères, si la tension inverse est inférieure à 3 V.

Les différents modèles

Il existe de très nombreux types de diodes électroluminescentes se présentant sous la forme standard comme celle de la figure 2. Le diamètre est de 5,75 mm. La cathode est repérée par un méplat et la connexion d'anode est généralement la plus longue. Il ne nous est pas possible d'énumérer tous les types de LED. Citons les plus usuels :

CQY 40 (rouge)
CQY 72 (vert)
CQY 74 (jaune)
CQY 38 (orange).

Connaître le numéro de type n'est pas indispensable. Dans les magasins de composants, les LED sont classées plutôt par leur couleur que par leur numéro d'application.

Application dans les circuits logiques

Une diode LED est bien pratique pour indiquer le niveau logique dans les circuits digitaux. Nous l'avons déjà utilisée dans les circuits de comptage. Son schéma de branchement est donné figure 4. Lorsque la bascule est à l'état haut (Q = 1), la tension sur Q est très proche de zéro, un courant traverse la diode qui devient, de ce fait, émettrice de lumière.

Rappelons qu'à la sortie d'un « totem pole », on peut brancher directement une LED verte, dont la tension directe est de l'ordre de 2,7 à 2,8 V ; la tension à l'état haut d'une telle sortie a approximativement cette valeur (fig. 5).

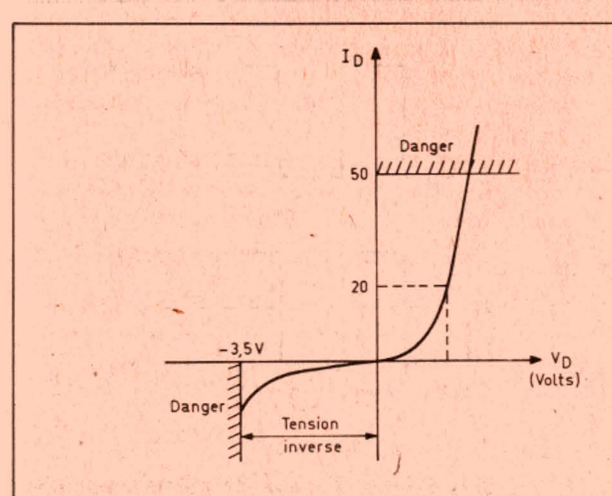


Fig. 3. – Courbe caractéristique d'une LED rouge. Ne jamais dépasser la valeur – 3,5 V sur l'anode, par rapport à la cathode.

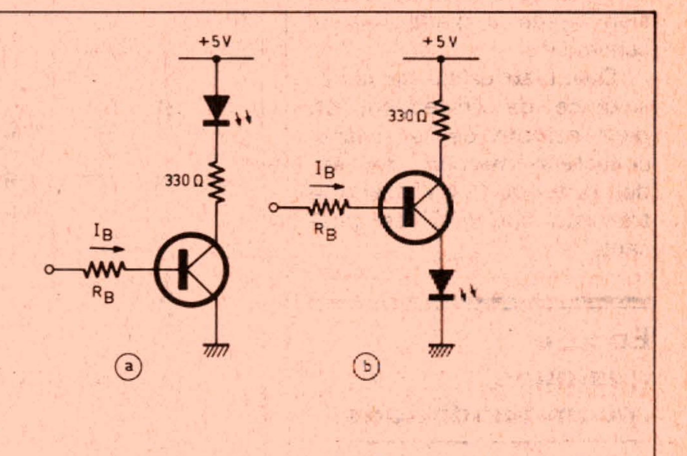


Fig. 6. – Commande d'une LED par un transistor (BC 107).

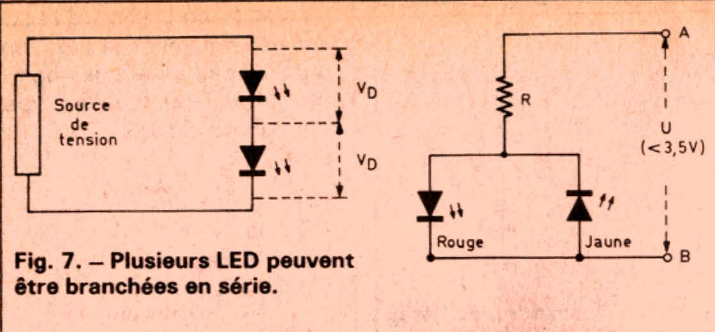


Fig. 7. – Plusieurs LED peuvent être branchées en série.

Fig. 8. – Indicateur de polarité à diodes LED.

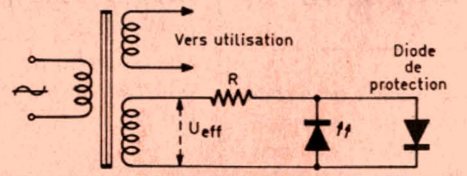


Fig. 9. – Diode LED en alternatif. Une diode de protection est indispensable.

Parfois, on ne dispose pas d'un courant de 10 mA pour allumer la LED, ou bien on ne souhaite pas trop tirer sur le circuit. Dans ce cas, on insère l'afficheur dans le circuit émetteur ou collecteur d'un transistor. Le courant de commande de l'allumage est alors égal à 10 mA divisé par le gain β du transistor utilisé. Si le gain est égal à 100, on doit avoir un courant de commande au moins égal à :

$$\frac{10\ \text{mA}}{\beta} \text{ ou } \frac{10\ \text{mA}}{100}$$

soit 0,1 mA. La résistance de protection est toujours présente en série avec la LED (fig. 6). On calcule R_B d'après le courant I_B, calculé ci-dessous. Outre la tension de commande, il faut tenir compte de la tension base-émetteur (0,7 V) et de la tension V_D de la diode pour le schéma (b).

Quant au calcul de la résistance de protection, on tient compte de la tension collecteur-émetteur qui est de l'ordre de 0,3 V quand le transistor (BC 107) est passant.

Encore quelques recommandations

Il est tout à fait possible de mettre en série plusieurs LED, tout dépend du montage et de la tension d'alimentation. Une résistance de protection est pratiquement toujours indispensable. Sur le schéma de la figure 7 comportant 2 LED, la tension d'alimentation U doit être au moins égale ou supérieure à 2 fois V_D. Si V_D = 2 fois, et si U = 4 V, on peut à la rigueur se passer de la résistance R.

En revanche, on évite de mettre les LED en parallèle, la tension V_D étant presque toujours différente, même pour des composants du même type.

Deux LED peuvent être câblées « tête-bêche ». Mais ici aussi, on doit être attentif à ne pas dépasser la tension inverse de 3,5 V. Sur le schéma de la figure 8, c'est soit la LED rouge, soit la jaune qui s'allume, cela dépend de la polarité de A par rapport à B.

Visualisation d'une tension alternative

Le schéma de la figure 1 peut être transposé en alternatif, par exemple pour faire office de voyant dans un circuit purement alternatif (fig. 9).

En ce qui concerne le calcul de la résistance de protection, la formule donnée plus haut est utilisable à la seule condition de remplacer U par la tension max alternative. Dans l'exemple de la figure 9, si U_{eff}, mesurée au multimètre est 6,3 V, la tension u_{max} est égale à

$6{,}3 \times 1{,}4 = 8{,}8$ V

$R = (U - 2) \times 100$, soit :

$R = (8{,}8 - 2) \times 100 = 680\,\Omega$.

Il ne faut pas non plus oublier de prendre en considération la tension inverse max. (3,5 V), et c'est pour ce motif qu'une diode est placée « tête-bêche » sur la LED : la tension inverse de celle-ci ne dépassera jamais la tension directe de la diode. Cette diode est du type 1N914 ou 1N4148.

LED clignotante

Une diode électroluminescente peut aussi être utilisée en clignotant sans difficulté et sans danger pour la diode. Celle-ci pourra être insérée dans le circuit d'un des collecteurs d'un multivibrateur à transistors.

Un autre montage, très simple, utilise deux portes NAND et un ensemble résistif-capacitif dont la constante de temps détermine la fréquence de répétition des impulsions lumineuses. Cette fréquence est donnée par la formule suivante :

$$F = \frac{0{,}7}{RC}$$

les unités étant le hertz, l'ohm et le farad. Pour obtenir une fréquence de répétition de 1 Hz avec une valeur R = 1 kΩ, les condensateurs devront avoir une valeur de plusieurs centaines de microfarads. En connectant à la sortie du NAND n° 2 une autre LED avec sa résistance de protection, on obtient deux clignotements en opposition.

Ainsi, un tel afficheur servira à visualiser la présence d'un signal carré à la sortie d'un générateur d'impulsions. Ici encore, il faut se rappeler du danger d'une tension inverse trop forte. Des impulsions comme celles dessinées sur la figure 11-a pourront sans problème être visualisées par une LED si la résistance en série est bien calculée. Si ces signaux, dont l'amplitude est de 12 V, passent à travers un condensateur de liaison, l'amplitude totale reste égale à 12 V (fig. 11-b). Cela n'empêche

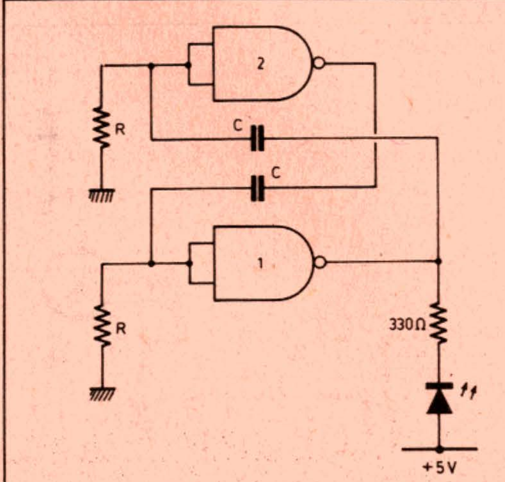


Fig. 10. – Clignotement d'une LED à une cadence dépendant des valeurs de C et de R.

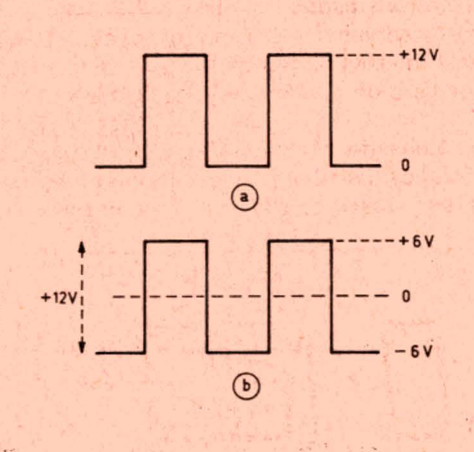


Fig. 11. – Deux signaux de même amplitude crête à crête peuvent avoir un comportement différent sur les LED.

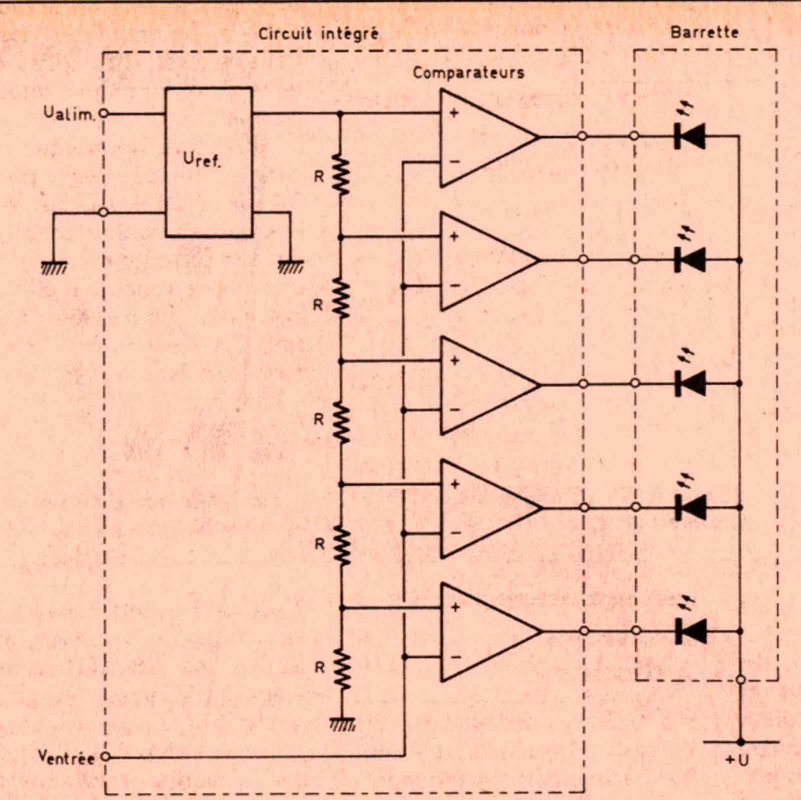


Fig. 12. – Barrette de LED commandée par un circuit intégré pour visualiser un signal analogique.

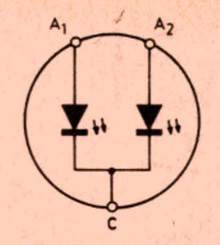


Fig. 13. – Un même boîtier peut contenir deux LED de couleurs différentes.

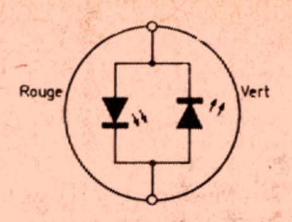


Fig. 14. – Suivant le sens du courant, c'est soit la diode verte, soit la diode rouge qui s'allume.

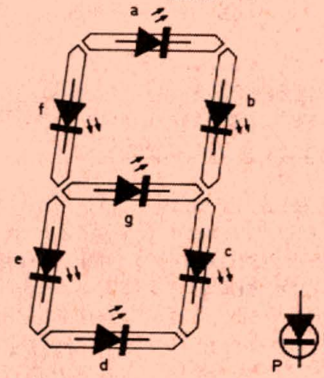


Fig. 15. – Constitution d'un afficheur 7 segments avec point décimal.

pas que les alternances négatives seront fatales à la LED, puisque la crête de ces alternances est à – 6 V par rapport au potentiel de masse.

Barrettes de diodes

Les diodes électroluminescentes peuvent être livrées en barrettes. Ces barrettes se composent de plusieurs LED à embout cassé, rectangulaire ou rond, disposées en ligne. Elles servent à réaliser des thermomètres ou remplacer l'aiguille d'un galvanomètre.

Les circuits de commande de ces dispositifs sont assez complexes, aussi existe-t-il des circuits intégrés qui, insérés entre la tension d'amplitude variable à visualiser et la barrette, commandent soit une LED parmi plusieurs, soit un nombre plus ou moins grand de LED, suivant l'amplitude de la tension appliquée.

Les circuits intégrés les plus courants pour cette technique sont les UAA 170 et UAA 180 de Siemens. Le premier permet la commande d'une diode parmi 16, ou l'allumage progressif de 1 à 16 diodes. Le second circuit intégré peut commander 12 LED, ceci avec l'adjonction de quelques résistances. Citons également le circuit LM 3914 de National Semiconductor pouvant allumer progressivement 10 diodes, ou encore une diode parmi 10. Nous donnons figure 12, le schéma de principe, très simplifié, de ces circuits intégrés.

Ces montages pourraient être appliqués avantageusement en automobile. L'affichage d'une diode parmi plusieurs pourrait avoir sa place dans une autoradio en remplacement de l'aiguille du cadran avec son système mécanique. Le circuit avec allumage progressif des diodes d'une barrette pourrait remplacer l'indicateur de vitesse (si celui-ci n'a pas déjà été détrôné par un afficheur 7 segments) ou encore un tel circuit pourrait être utilisé pour montrer l'état de la batterie en utilisant une combinaison de couleurs.

Des LED un peu spéciales

Il existe des boîtiers LED, de la même dimension que les modèles courants, avec lesquels il est possible d'avoir deux couleurs différentes. En fait, ces boîtiers renferment deux LED dont les cathodes sont réunies (fig. 13). Par commutation, on a ainsi un afficheur émettant soit en rouge, soit en vert (CQX31) ou soit en rouge, soit en jaune (CQX32).

Un autre type bien intéressant est le MV5491 de General Instrument. Dans un boîtier standard, il contient une diode verte et une diode rouge, montées en opposi-

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 A b C d E F

Fig. 16. – Représentation des symboles alphanumériques de 0 à F.

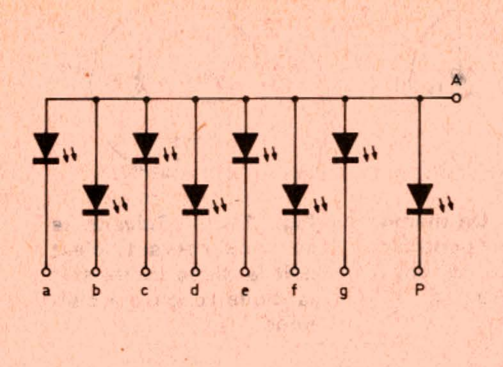


Fig. 17. – Equivalent électrique d'un afficheur 7 segments à anode commune.

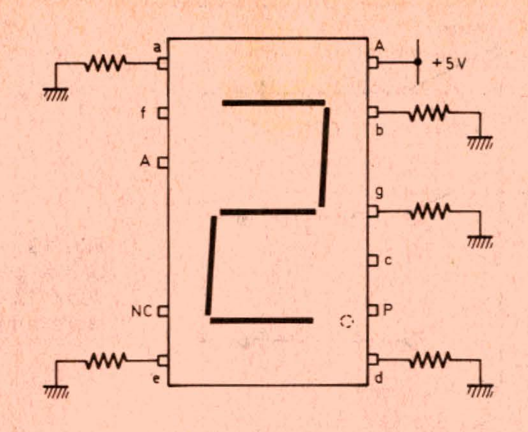


Fig. 18. – Câblage d'un 7 segments MAN 4710 A affichant un 2.

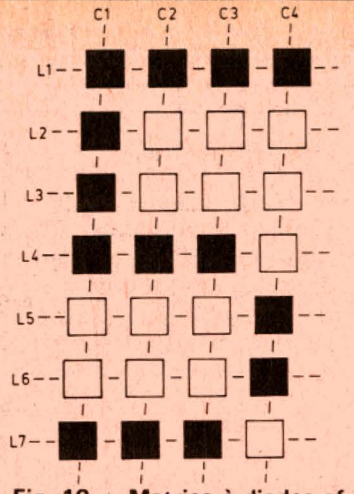


Fig. 19. – Matrice à diodes affichant le chiffre 5.

tion. Suivant le sens du courant traversant le composant, c'est soit la diode rouge ou soit la diode verte qui s'allume.

Visualisation sur afficheur 7 segments

Comme son nom l'indique, ce composant est constitué par 7 diodes électroluminescentes dont la partie lumineuse se présente sous forme de segments désignés par les 7 premières lettres de l'alphabet. La plupart de ces afficheurs possèdent un point lumineux (P) visualisant une virgule (fig. 15). Non seulement les chiffres de 0 à 9 peuvent être représentés mais également les lettres de A à F, ce qui est pratique si on se sert du système hexadécimal, comme par exemple dans les microprocesseurs (fig. 16). Les diodes de l'afficheur ont une liaison commune de toutes les anodes (fig. 17) ou de toutes les cathodes.

Nous avons représenté figure 18 un afficheur du type MAN 4710 A affichant le chiffre 2. Les anodes (A) sont reliées au + 5 V, tandis que les sorties a, b, d, e et g sont reliées à la masse à travers des résistances de 330 Ω.

Le type mentionné émet en couleur rouge, la hauteur du caractère est de 20,3 mm. Il existe bien sûr des 7 segments de couleur orange, verte ou jaune. Quant à la hauteur des caractères, elle peut aller de 6,8 mm à 2 cm. Les dimensions les plus courantes sont 7,6 et 12,7 mm. Le premier chiffre peut également être précédé du signe « + » ou « – ».

Matrices à diodes

En disposant plusieurs LED en lignes, on réalise une matrice à diodes pouvant représenter des chiffres, des lettres ou divers signes. Ces afficheurs peuvent également se trouver dans le commerce comme le modèle 5082-7300 de Hewlett-Packard qui est une petite merveille technique. Les 28 LED constituant l'afficheur sont disposées en 7 lignes et 4 colonnes (fig. 19). L'anode des 7 diodes de chaque colonne sont reliées ensemble, tandis que les 4 diodes de chaque ligne sont également unies. Ainsi, en considérant l'affichage du chiffre 5, les 4 diodes de la ligne du haut (L_1) seront excitées si le point commun cathode de la ligne L_1 est relié à zéro volt (les autres lignes étant « en l'air ») et si le potentiel des 4 colonnes est supérieur à la tension V_D. Sur la ligne L_2, la première diode sera excitée si cette ligne L_2 est à la masse et si seulement la colonne C_1 est reliée à la tension positive V_D, les autres colonnes ne recevant aucun potentiel. L'excitation des 28 diodes se fait séquentiellement ligne par ligne, à une vitesse telle que l'œil ne voit aucun papillotement.

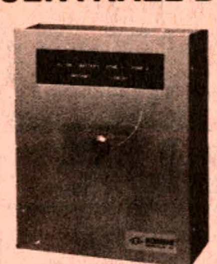
Le type pris en exemple comporte un décodeur, ainsi que les transistors de commande des LED. L'attaque de l'afficheur se fait donc par 4 entrées A, B, C et D utilisant le code décimal codé en binaire (utilisation d'un compteur B, C, D ou branchement direct). Les dimensions du composant sont : 1,5 × 1 cm, c'est un afficheur de premier ordre, d'une excellente visibilité, mais qui coûte, hélas ! très cher.

J.-B.P.

REMISE AUX PROFESSIONNELS

KIT ALARME Professionnel 822.24.50

CENTRALE D'ALARME PNS 01



Armoire autoprotégée 2 fois : à l'arrachement et à l'ouverture

4 diodes de contrôle d'installation : 1. témoin de mise en service. 2. défaut batterie. 3. état des boucles immédiates. 4. état des boucles temporisées.

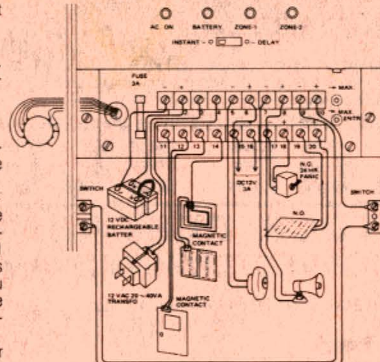
Chargeur pour batterie au plombs Entrée 220 V protégée par fusible. Sortie 11 à 15 Vcc protégée contre les courts-circuits et inversions de polarité. Tension continue régulée.

Circuits d'entrée : Protégés contre les erreurs de câblage. 1 entrée normalement fermée immédiate. 1 entrée normalement fermée temporisé réglable (entrée et sortie jusqu'à 10 mn). 1 entrée normalement ouverte immédiate (tapis contacts). 1 entrée pour bouton anti-panique ou pédale d'alarme, permet de recevoir en série contacts d'auto-protection et boucles anti-sabotage.

Sorties d'alimentation : pour radars hyper fréquences, infrarouge, ultra sons, etc.

Dimension : 260 × 210 × 85

1 200 F
Port 35 F



FACILITES DE PAIEMENT

ALARME AUTO « ULTRA-SON »

MISE en route impossible, même avec la clé d'origine.

protection totale



PRIX : **550 F** port inclus

ACCESSOIRES
(nous consulter)

Radars hyperfréquences portée 8 m et plus
Détecteur infrarouge 10 m et plus
Barrière infrarouge
Ultra-son contre les rats
Détecteur de fumée.
CONTACTS de : fumée, de choc, encastré, d'ouverture
Bouton antipanique
Pédale alarme anti-agression.
COMMANDE A DISTANCE :
à clé, à code, longue portée, électronique.
CENTRALE PNS 02 et 04
Platine chargeur
Détecteur inertiel
Sirène 130 dB très puissante
Sirène autoalimentée, autoprotégée
Gyrophare - Flash
Portier villa avec combiné téléphonique et plaque de rue.
Tapis contact
Serrure 3 et 5 points
Batterie 6 et 12 V
Coffre-fort
Télévision circuit fermé
Verrou téléphonique
Détecteur ultra-sonique PNS 600, etc.

CATALOGUE ALARME contre 20 F

MATRAQUES DE DEFENSE
(avec dragone)

1° **TELESCOPIQUE** métallique, repliée 16 cm, dépliée 40 cm	**155 F**
2° **SOUPLE**, 40 cm, à gaz incorporé dans la poignée	**265 F**
3° **NERF de BŒUF** (frais d'envoi : 10 F)	**100 F**
BOMBE à gaz neutralisant	**50 F**

Agence à BARCELONE
P.R. SEGURIDAD - PLAZA MOLINA
Tél. 217.54.36 - 228.15.40

REVOLVER d'alarme
D'ALARME à barillet



120 F
Frais d'envoi 10 F

PISTOLET D'ALARME



Automatique 6 mm à barrette 6 coups, tire des balles à blanc ou à gaz.

Prix	**215 F**
Boîte de 100 cartouches à blanc	**40 F**
Boîte de 10 cartouches à gaz	**20 F**

PORT 20 F



REVOLVER D'ALARME 217. 6 coups, canon court pour 22 à blanc, lacrymogène, grenaille ou fusées multicolores (ne peut tirer des cartouches à balles) .... **785 F**

REVOLVER D'ALARME 217 A. Version luxe, 8 coups, à barillet basculant, tir rapide .... **1 280 F**

CARTOUCHES .... **225 F**

SANS INSTALLATION DETECTEUR AUTONOME PNS 007

Système de protection volumétrique complet logé dans un coffret imitant une enceinte acoustique, très esthétique, livré prêt à l'utilisation.

Dimensions : 230 × 330 × 175.

Mise en service par clé spéciale cylindrique de sécurité.

Comprend : Radar hyperfréquence (portée réglable de 0 à 15 m²) — 1 centrale d'alarme avec chargeur et batterie, alimenté par secteur, permettant une extension d'installation identique à la PNS 01 (branchement contacts radars, sirènes auto. alimentées ou non, etc. — Sortie sirènes autoprotégée séparément autoprotection 24/24 h. — + 1 sirène électronique puissante. — 1 autoprotection du panneau arrière, se place dans un placard. — Réglage simple.

GARANTIE 3 ANS (sauf batterie) **3 600 F**

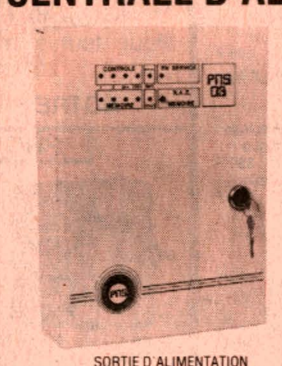
Ces parapluies (réels) se transforment, en dégainant, en **CANNE EPEE**



CANNE FUSIL	**990 F**
PARAPLUIE FUSIL	**1 290 F**
PARAPLUIE EPEE	**800 F**

(port 20 F pour chaque)

CENTRALE D'ALARME PNS 03



2 zones sélectionnables
ALARME + INCENDIE + TRANSMISSION téléphonique
Centrale complète, idéale pour PAVILLON et LOCAUX COMMERCIAUX permettant l'installation (en plus de détecteurs d'ouverture) protection volumétrique + contacts inertiels.
ANALYSEUR DE CONTACTS INERTIELS incorporés évite le passage inesthétique de câble pour contacts de chocs sur chaque vitre, remplacés par contacts inertiels sur chambranle de portes et fenêtres. 2 réglages de sensibilités à partir de la Centrale (circuit immédiat + temporisé). Voyant de contrôle avec mémoire à sélection permet de localiser en cas de panne ou déclenchement la zone en alarme).
ARMOIRE AUTOPROTEGEE par SWITCH à 3 positions FERMANT à clé.
Contrôle d'installation au moyen de LEDS (présence secteur, mise en service état des boucles immédiate et temporisées).
Sortie 220 V protégé pr fusible. Sortie 11 à 15 Vcc protégé contre les courts-circuits et inversion de polarité.
CIRCUITS D'ENTREE
1 entrée normalement fermée immédiate
1 entrée normalement fermée retardée
1 entrée normalement fermée pour bouton.
PANIQUE pédale d'alarme et autoprotection 24/24 h pour capot sirène extérieure.
SORTIE D'ALIMENTATION
Sortie sirènes 12 V. Sortie radars hyperfréquence, ultra-son, infrarouge, etc. Sortie sirène auto-alimentée, autoprotégée. Sortie préalarme pour signalisation visuelle ou sonore pendant le temps d'entrée temporisée. Sortie contact auxiliaire pour branchement. Signalisation visuelle en 220 V/5 amp. (éclairage extérieur et intérieur pendant la durée d'alarme).
Voyant de contrôles défauts (batterie, 220 V et sabotage).

GARANTIE 3 ANS - 2 490 F port 35 F

RECHERCHONS REVENDEURS dans toute la France stock 20 000 F HT minimum

ELECTRO STICK 7 000 VOLTS,

ressemble à un parapluie mais c'est un bâton électrique déchargeant 7 000 volts

donc très dissuasif mais ne blesse pas. fonctionne avec piles de 1,5 V. Utilisation continue entre 1 et 2 heures.

Prix (sans piles) ... **850 F** (port 20 F)

IR 160 INFRA ROUGE PASSIF

Portée 16 m à double faisceaux. Protection : verticale 38° horizontale 90°

Prix 1 900 F (port 30 F)

TESTEUR de tension 6 V 440 V alternatif

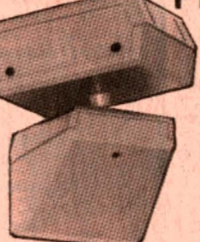


Test de phase.
Test de tension 6 V 440 continu.
Test de polarité.
Test de continuité.
Test de semi-conducteurs.
Auto-test de l'instrument.

Prix .... **338 F** (port 12 F)

PNS 250 - Hyperfréquence 25-30 mètres

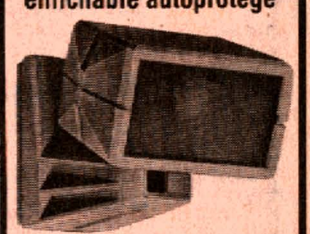
120° d'angle avec mémorisation d'alarme, faible consommation.



Insensible aux interférences externes. Il est insensible également à quelconque types de vibrations et aux lampes fluorescentes. Contrôle : LED vert, sert à déterminer la sensibilité et la porté du radar : LED rouge, mémorise une éventuelle alarme. Portée 2 à 30 m. Boîtier autoprotégé orientable à 360°. Angle d'utilisation 120°. Fréquence émission 9,9 GHz. Alimentation de 10,5 V cc à 15 V cc. Switch d'autoprotection IA sous 24 V cc. Consommation en veille 20 mA.

GARANTIE 3 ANS 2 145 F (port 30 F)

HF 25 RADAR
enfichable autoprotégé



Portée 25 m × 15 avec autoprotection. Réglable. Traverse petite cloison et vitre, idéal pour pavillon alimentation 11 à 15 V, consommation 200 mA maxi. **1 950 F** Port 15 F

SIRENES

SS51
Sonorité : Police américaine
- 110 dB - 12 V
- 0,75 A

180 F - port 15 F

SE 21
d'intérieur type haut-parleur
- 110 dB
- 0,75 A

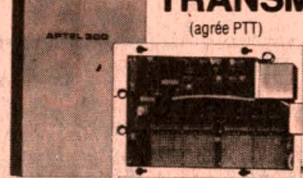
180 F - port 15 F

SONORA
à turbine électromécanique
- 108 dB
- 1 A - Ø 70

80 F - port 10 F

Autres SIRENES nous consulter

TRANSMETTEUR D'ALARME APTEL 300
(agrée PTT)



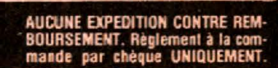
Le transmetteur APTEL 300 est un transmetteur d'alarmes capable d'appeler 4 abonnés, par l'intermédiaire du réseau téléphonique général.
Les 4 numéros d'appels sont programmés par l'utilisateur, grâce à une matrice à vis.
Il signale la présence d'une alarme parmi 4, la distinction des alarmes est réalisée par l'émission de signaux sonores caractéristiques, différents.
En option, un magnétophone peut être raccordé pour envoyer 1 message parlé.

GARANTIE 3 ANS **3 850 F** (port inclus)



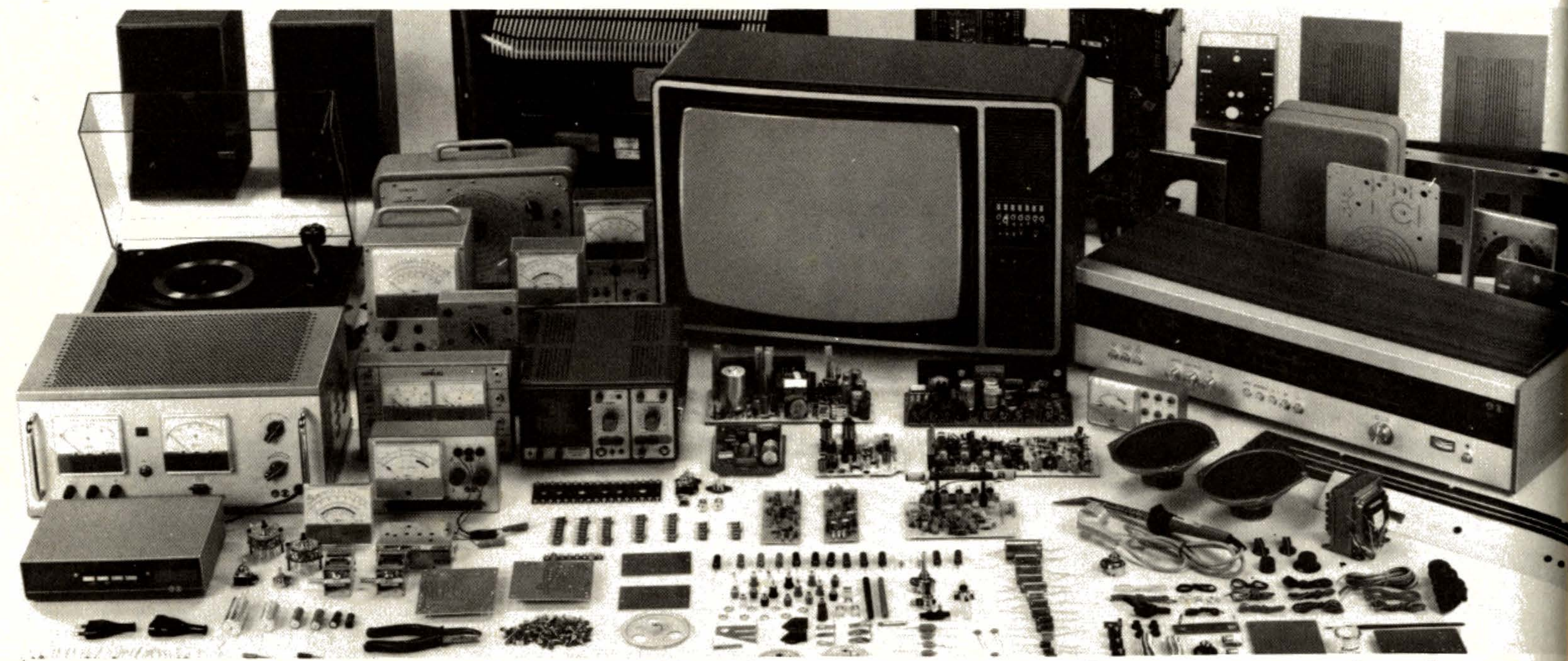
PARIS-NORD-SECURITE

22, Boulevard Carnot
93200 SAINT-DENIS



AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque UNIQUEMENT.

...LES COURS EURELEC



Des cours et un matériel d'application permettant de monter soi-même tous ces appareils.

Les cours

Conçus par des professionnels, des cours facilement accessibles et progressifs permettant d'acquérir une formation de base (cours "Initiation à l'Electronique"), de se perfectionner (cours "Electronique Industrielle") ou de se spécialiser (cours "Télévision

Le matériel

Avec les cours, vous recevrez chez vous tout le matériel nécessaire aux travaux pratiques. Rapidement, vous serez en mesure de monter vous-même vos appareils de mesure, un téléviseur couleur ou une chaîne stéréo. A l'issue des cours, ce matériel restera votre propriété.

L'assistance personnalisée

Sur simple appel téléphonique, un technicien EURELEC est à votre disposition pour toute précision concernant un point du cours ou un problème de montage. Eventuellement le matériel peut lui être renvoyé. Il effectuera lui-même gratuitement les corrections nécessaires.

Les stages gratuits Eurelec

A la fin des cours, EURELEC vous offre un stage gratuit de perfectionnement dans ses laboratoires. Vous pourrez y manipuler du matériel professionnel. A l'issue de ce stage, il vous sera remis un certificat de fin d'étude. Plus de 2000 entreprises ont déjà fait confiance à EURELEC, premier centre d'enseignement de l'électronique par correspondance en Europe, pour la formation de leur personnel.

NOM
Prénom
Rue
Ville Age
Code Postal Profession Tél

Je soussigné, désire recevoir gratuitement pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier coffret de leçons et de matériel du cours de :

- O **Electronique Fondamentale et Radio-communications**
- O **Initiation à l'Electronique**
- O **Electrotechnique**
- O **Electronique Industrielle**

(Cocher la mention utile)

– Si cet envoi me convient, je le conserverai ; je trouverai le détail du programme et les différentes modalités de règlement dans ce premier colis.
– Si je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage d'origine, et je ne vous devrai rien.

Je reste libre par ailleurs d'interrompre les envois sur simple demande écrite de ma part.

DATE ET SIGNATURE :

(pour les mineurs, signature des parents) 01-011



AFFRANCHIR TARIF LETTRE



institut privé d'enseignement à distance
R. Fernand-Holweck
21000 DIJON



CENTRES RÉGIONAUX

75012 PARIS
57, 61 bd de Picpus
Tél. 347.19.82

13007 MARSEILLE
104 bd de la Corderie
Tél. 54.38.07

eurelec
institut privé d'enseignement à distance
rue Fernand-Holweck, 21100 Dijon
tél. : (80) 66.51.34



UN ADAPTATEUR UHF NOIR ET BLANC

POUR LE MONITOR DMV2

LE DRX3

ENFIN... le voilà !!! Les amateurs n'y croyaient plus !

Et pourtant, il existe bel et bien... et nous vous le présentons aujourd'hui !

A l'origine, nous avions promis un adaptateur TV simple, recevant les trois chaînes françaises. Mais sur la demande de nombreux lecteurs et réalisateurs du DMV2, nous avons décidé de passer à la vitesse supérieure et de faire un multistandard. En effet, le DMV2 et son DRX3 forment un magnifique téléviseur de vacances ou de personnes en fréquent déplacement, aussi la possibilité de recevoir toutes les émissions UHF est-elle particulièrement intéressante.

Intéressante, mais difficile. Le défi fut pourtant relevé et après bien des cogitations et essais de notre ami Daniel Duquesnoy, la maquette fut mise au point !

Ceci explique cela et entre pour une bonne part dans le retard mis à la parution de ces lignes.

Mais nous sommes certains que les réalisateurs nous pardonneront vite les quelques mois passés dans l'expectative, quand ils verront la magnifique réalisation que nous sommes heureux de présenter dans ce numéro !

Travail d'Amateur à 100 %, pourtant ! Mais ce « A » majuscule n'est pas sans signification. Il s'agit plutôt du travail de passionnés de l'électronique et qui aiment par-dessus tout le travail fignolé jusqu'au dernier détail !

Un coup d'œil sur la photo de présentation du DMV2/DRX3 doit déjà vous en convaincre. Mais il vous faudrait voir son image fine à l'extrême, lumineuse, pour pouvoir l'apprécier à sa juste valeur !

Et puis, dans la mesure du champ suffisant le DRX3 reçoit les Français, les Belges, les Anglais, les

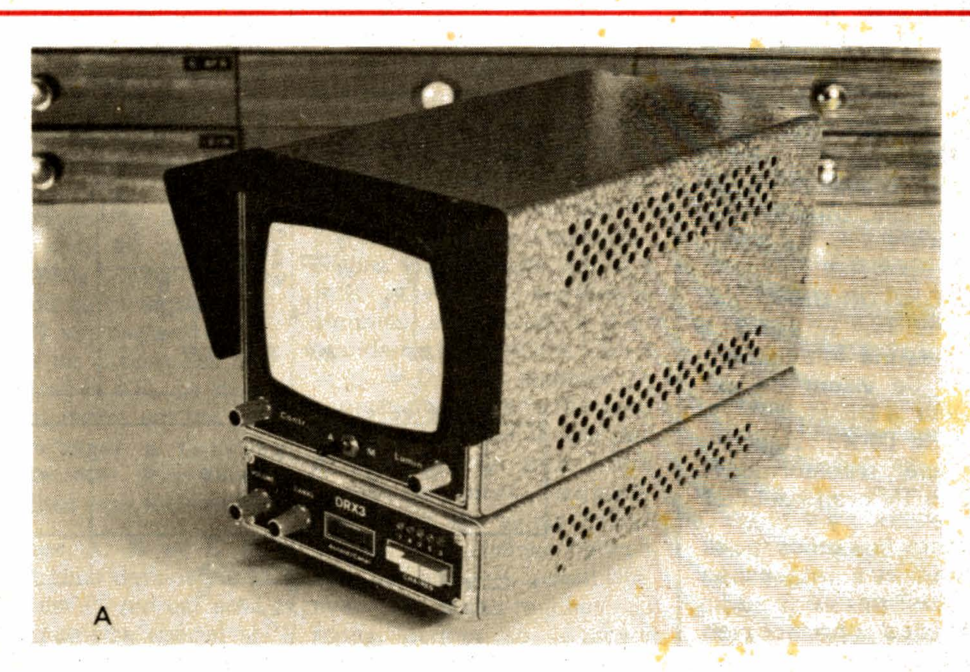


Photo A. – Le DMV2 équipé de son bloc UHF d'adaptation TV

Allemands, les Luxembourgeois... et tous les autres !

Mais, direz-vous, on trouve moins cher dans les supermarchés ! Ne plaisantons pas ! Comparons ce qui est comparable. La réalisation que nous vous proposons est de classe professionnelle. Il ne s'agit pas de pacotille très grand public, montée à la hâte, quelque part en Extrême-Orient !

Voilà au moins un montage intéressant et utile et qui vous sortira des trop classiques « jeux de lumière » ou « variateurs » ou « sirènes à roulette » ou « microprocesseur qui tousse quand on le chatouille » ! Ce ne sera certainement pas votre épouse qui vous dira le contraire lorsque vous lui offrirez ce bijou à son prochain anniversaire !

Mais ne voulant pas aller plus loin dans votre vie privée, nous allons très vite revenir à la technique... et y rester !

Un dernier mot pour rappeler que le DRX3 est le troisième maillon d'une sorte de trilogie !

– La CAMERA DCV1 décrite dans les n° 1636 à 1642 du Haut-Parleur. Utilisant au départ, dans l'article descriptif, un bloc de déviation rare et cher, il est possible maintenant de monter cette caméra avec un bloc KV9S, beaucoup plus économique. Nous donnerons d'ailleurs en fin de cet article, tous les détails relatifs à cette adaptation.

– Le MONITOR DMV2 décrit dans les n° 1656 à 1662. Destiné initialement à servir de viseur de caméra pour la DCV1.

– Enfin le DRX3, sujet de cet article, transforme le DMV2 en TV grand public !

A toutes fins utiles, nous signalons aux intéressés que nous pouvons leur fournir des photocopies des articles en question, dans la mesure où la chose n'est pas possible par les voies normales. (Prendre contact en envoyant la classique enveloppe timbrée et adressée).

– I –

Le schéma du DRX3

Un récepteur d'émissions TV multistandard n'est pas très, très simple ! Il comprend :

– Une tête HF d'entrée s'accordant sur les différentes fréquences à recevoir.

– Une voie FI son, se terminant par un détecteur AM ou FM selon le type d'émission reçue. Le signal détecté est amplifié par un classique ampli BF pour alimenter la bobine mobile d'un haut-parleur.

– Une voie FI image exploitant la porteuse image, toujours modulée en amplitude, dans tous les systèmes. Le signal vidéo détecté est amplifié, puis envoyé vers le tube cathodique qu'il module en intensité de lumière. Selon le standard, la modulation est soit positive, soit négative. Un inverseur est donc nécessaire pour rétablir l'image dans le sens correct des teintes de gris.

1° Les circuits d'entrée (voir figure 1)

Les émissions de TV se font :

– **Soit en VHF**

- Bande 1, de 30 à 80 MHz.
- Bande 2, de 80 à 170 MHz.
- Bande 3, de 160 à 300 MHz.

Pendant de nombreuses années, c'est en VHF que fonctionnèrent tous les TV du monde. C'était d'ailleurs souvent l'époque de la chaîne

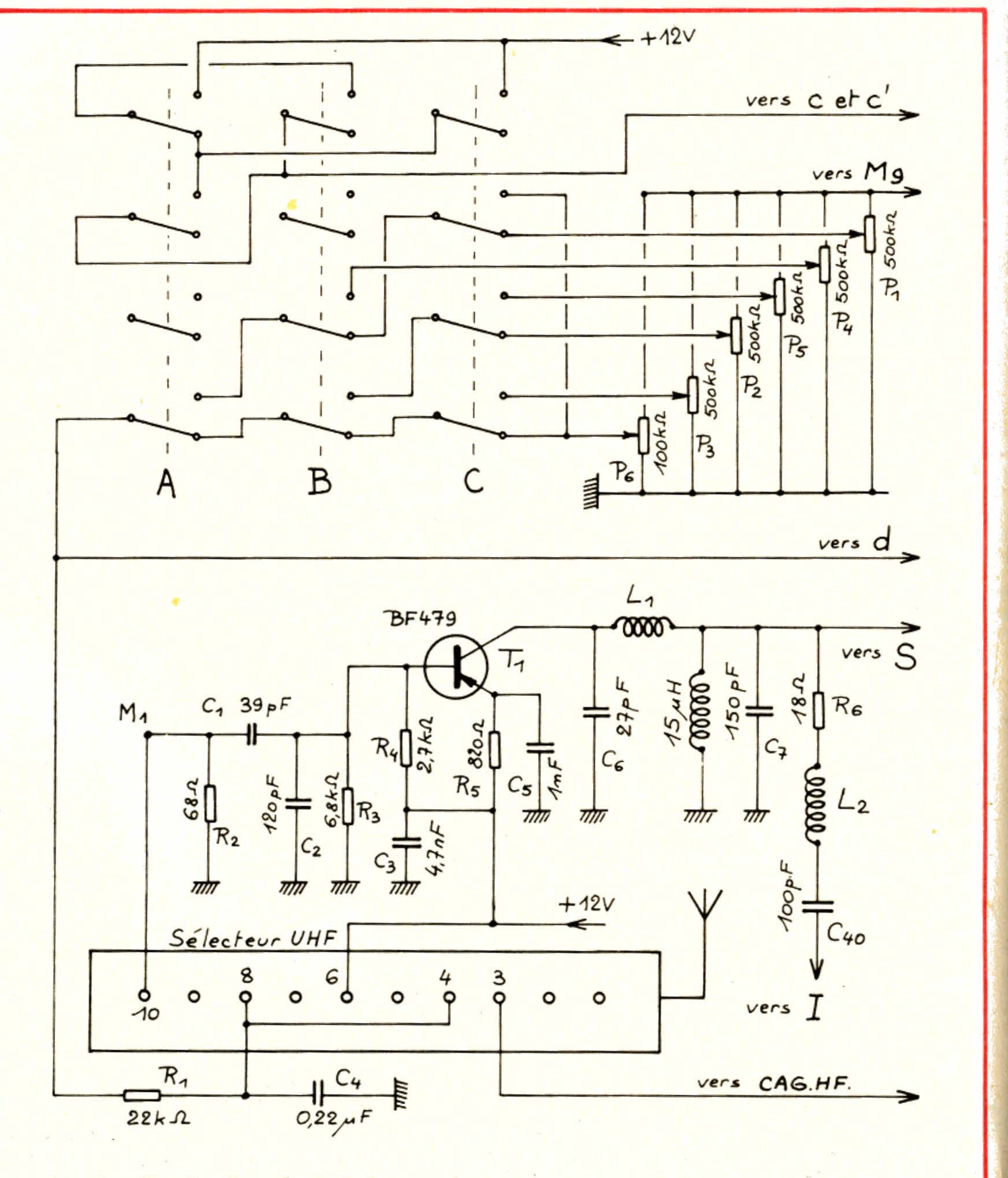


Fig. 1. – Circuits d'entrée de l'adaptateur.

unique. Pour les Français, c'était la période du fameux « 819 lignes » avec sa belle... trop belle image ! Trop belle car, pour loger tous les détails de la vidéo, il fallait une largeur de bande de plus de 10 MHz ! A part le cinéma, toutes les autres émissions étaient en direct, les enregistreurs magnétiques d'images n'existant pas.

C'est avec l'apparition de ces enregistreurs que le 819 lignes prit son premier coup bas ! En effet la bande limitée de ces appareils faisait perdre à l'image une part importante de sa qualité. Or, chez nos voisins, qui avaient eu le flair et sans doute la sagesse de viser moins haut, les enregistreurs se comportaient beaucoup mieux, la bande nécessaire à une bonne image 625 lignes étant de l'ordre de 5 à 6 MHz, soit presque la moitié. On arrivait à ce paradoxe, qu'entre l'image 819 et l'image 625 lignes enregistrées, la meilleure était finalement la 625 lignes !

Plus tard vint la couleur signant inexorablement le glas du 819 lignes ! Restent donc seulement les 625 lignes presque mondialement adoptées. Il n'en reste pas moins vrai que le choix fâcheux du standard à 819 lignes a affligé depuis presque 30 ans, les téléviseurs français d'une commutation 819/625 dont les constructeurs se seraient sans doute fort bien passé. De toute façon, si les téléviseurs actuels reçoivent encore les émissions 819 lignes, ils le font très mal, n'ayant plus la bande passante nécessaire. Bande qui de toute façon est inutile puisque les émissions faites dans l'ancien standard sont simplement repiquées sur les signaux vidéo 625 L.

Dans ces conditions on comprendra que le DRX3 ne reçoit pas ces émissions anciennes qui se font, comme au bon vieux temps... en VHF ! et du coup le DRX3 ne reçoit pas les VHF !

– **Soit en UHF**

C'est-à-dire entre 400 et 900 MHz. Cette bande est celle de tous les émetteurs récents et de toutes les émissions couleur.



Photo B. – Le bloc adaptateur DRX3 vu de l'avant

Le DRX3 est donc simplement équipé d'un sélecteur d'entrée UHF. Ce sélecteur apparaît sur la figure 1, comme une pièce finie. Il est en effet hors de question, pour l'amateur moyen de monter un sélecteur UHF ! On ne joue plus à 900 MHz, comme en BF. De nos jours, le sélecteur UHF est entièrement électronique. Les accords de 450 à 900 MHz se font par des diodes Varicaps.

Ici c'est la tension appliquée à travers R_1 sur les picots 4 et 8 qui a la mission de l'accord sur l'émetteur choisi (sur l'un des canaux UHF, numérotés en Europe de 21 à 69 et aux USA de 14 à 83).

Une tension d'une trentaine de volts est appliquée au point « M_9 ». Une fraction variable de cette tension (de 0 à 33 V) est disponible sur le curseur de chacun des potentiomètres P_1 à P_6. Le choix du potentiomètre est fait par le commutateur à touches des programmes. Nous avons 7 possibilités (voir tableau 2).

● **Touches A, B et C au repos.** Comme dessiné sur la figure. C'est P_6 qui est actif. Ce potentiomètre spécial réglage TV a son axe sorti sur la face avant et permet le choix MANUEL de l'émetteur.

● **Touche A enfoncée.** P_1 est actif. Il s'agit d'un ajustable multitours dont la vis de réglage apparaît au dessus de la touche A. Cette touche permet donc le choix d'un premier programme appartenant à un canal quelconque de la bande UHF, chaque réglage couvrant la totalité de la bande. On affectera normalement la touche A à la réception du premier programme français.

● **Touche B enfoncée.** P_2 est actif. On réservera cette touche au deuxième programme français.

● **Touche C enfoncée.** P_3 est actif et il permet de caler la troisième chaîne.

Les contacts supérieurs de A, B et C envoient ou n'envoient pas le + 12 V vers les points c et c' des circuits de commutation des standards. Disons tout de suite que si c = c' = + 12 V, alors nous sommes en réception d'un standard ETRANGER. Si c = c' = 0, nous sommes en réception d'un standard FRANCAIS. C'est le cas des 4 possibilités que nous venons de voir et c'est pourquoi nous les avons calées sur les trois chaînes françaises. La première possibilité, avec les trois touches au repos, permet au voyageur de rechercher manuellement la position des émissions locales, la réception d'une chaîne se faisant sur tel ou tel canal, selon la région. La position repérée, il sera possible d'assurer une programmation plus facile des touches sélectives de programmes. Signalons que le vu-mètre de façade se comporte à la fois comme « cadran de recherche » avec déviation proportionnelle à la fréquence reçue et également en indicateur d'accord pour fignoler le réglage. Le passage d'un mode à l'autre est automatique.

On notera aussi la liaison vers « d » concernant la tension de commande des varicaps. Le point d est la sortie d'un système dit de CAF (Commande Automatique d'Accord) produisant un verrouillage de l'accord, une fois le réglage fait. On ne risque pas ainsi d'avoir à retoucher les réglages avec le temps ou avec la température.

Pour les trois dernières possibilités ci-dessous, vous constaterez que, à chaque fois, les points c et c' sont connectés au + 12 V et que par conséquent nous allons recevoir des émissions ETRANGERES.

● **Touches A et B enfoncées.** P_4 est actif et cale un premier programme étranger.

● **Touches B et C enfoncées.** P_5 est actif et cale un second programme étranger.

● Enfin si les **touches A et C sont enfoncées,** nous revenons au branchement du potentiomètre manuel P_6, permettant cette fois, la recherche d'une émission étrangère.

Comme vous pouvez le constater, 7 possibilités avec 3 touches, c'était simple... mais il fallait y penser !

Un sélecteur UHF doit s'accorder sur l'émetteur à recevoir, c'est ce que nous venons d'étudier, mais il doit aussi amplifier les, souvent très faibles, signaux reçus. On y trouve donc un amplificateur d'entrée, le classique oscillateur-mélangeur et un étage de sortie. Toutefois, le champ des émetteurs étant très variable avec la distance et le relief, il est indispensable pour éviter les variations

intempestives de niveau du contraste de l'image et du son, de prévoir un système de contrôle automatique de gain. C'est la mission remplie par la commande de CAG. Ce circuit contrôle en particulier la sensibilité du sélecteur UHF par la broche 3.

Le sélecteur UHF est un changeur de fréquence. Il convertit le signal reçu, de fréquence variant entre 450 et 900 MHz, en fréquences intermédiaires (FI) fixes, disponibles sur le picot 10. Nous y recueillons donc la fréquence FI SON de valeur 39,2 MHz, à faible largeur de bande et la fréquence FI IMAGE à bande beaucoup plus large :

– 5 MHz pour les standards G et H
– 5,5 MHz pour le standard I
– 6 MHz pour les standards K, K' et L. Voir tableau 1.

La fréquence FI s'étale donc de 30 à 38 MHz selon les cas.

Le transistor T_1 reçoit deux fréquences, les amplifie également puis les envoie respectivement vers la chaîne SON par S et vers la chaîne IMAGE par I.

2° Circuits FI IMAGE (voir fig. 2)

Nous commençons par cette section parce que c'est peut-être la plus facile. La FI image est d'abord appliquée sur un transistor T_2 produisant une amplification suffisante pour avoir une attaque correcte d'un filtre très spécial, dit à Onde de Surface. Ce filtre de technologie très récente est comparable aux filtres céramiques des récepteurs NBFM, à ceci près qu'il procure ici une bande large, adaptée aux exigences de la télévision. Il contient également des réjecteurs de son destinés à éliminer les résidus de FI son, susceptibles de perturber l'image. L'utilisation d'un tel filtre dans notre montage permet au réalisateur peu outillé, ne possédant pas de vobulateur, de faire un réglage facile des circuits HF avec les moyens du bord, tout en obtenant quand même une image de qualité.

Après passage dans le filtre, tout le travail de calibrage de bande est fait. On applique alors les signaux FI aux entrées différentielles d'un circuit intégré spécial TV, le TDA1038. A l'intérieur de ce circuit, partant des picots 1 et 16, trois étages en cascade amplifient le signal qui sort sur les picots 7 et 8. La bobine L_5, donne une résonance assez floue et assure la liaison avec la partie détectrice du circuit intégré (entrées entre 9 et 10). La résistance ajustable AJ_5 règle le point de fonctionnement du détecteur. La vidéo issue de la détection est préamplifiée avant de sortir en 12 du TDA1038.

Par ailleurs, le niveau moyen de la vidéo détecté est fonction du champ reçu. La tension moyenne est envoyée intérieurement dans le 1038 vers deux étages de CAG. Le premier à point de fonctionnement fixé extérieurement par R_{49} et R_{50} commande l'amplification des 2 premiers étages du circuit intégré. Le second à point de fonctionnement ajustable par AJ_6 sort une tension de commande proportionnelle au niveau reçu, disponible sur le picot 4. Cette tension, filtrée par C_{56} est envoyée vers le sélecteur UHF dont elle contrôle le gain, comme déjà vu.

Mais reprenons notre signal vidéo sur le picot 12. La cellule à 22 µH relève les fréquences élevées de la modulation tandis que le transistor 1/2/3 (l'un des cinq contenus dans un CA3096) monté en collecteur commun abaisse l'impédance. La modulation se retrouve ainsi en M_4 et peut alors suivre deux chemins :
– Si c' = 0 (Standard fran-

Tableau 1.

STANDARDS	G	H	I	K	K'	L
Trame	50/25	50/25	50/25	50/25	50/25	50/25
Lignes	625	625	625	625	625	625
Largeur du canal	8	8	8	8	8,5	8 MHz
Bande vidéo	5	5	5,5	6	6	6 MHz
Ecart Son Image	5,5	5,5	6	6,5	6,5	6,5 MHz
Bande latérale	0,75	1,25	1,25	0,75	1,25	1,25 MHz
Modulation Image	Nég	Nég	Nég	Nég	Nég	Pos
Modulation Son	FM	FM	FM	FM	FM	AM
Pays	D CCIR	RFA Italie	GB	Europe Est		France

Tableau 2.

Programme	Touches à enfoncer A	B	C	Standard Français	Etranger
1	X			X	
2		X		X	
3			X	X	
4	X	X			X
5		X	X		X
6	X		X		X
7				X	

çais) les transistors 4/5/6 et 7/8/9 ne sont pas en circuit, la modulation traverse l'espace émetteur-collecteur de 13/14/15 conducteur et parvient à la base de T_3 qui est un simple collecteur commun. Finalement la vidéo se retrouve en S_{VIDEO} avec la phase et l'amplitude qu'elle avait en sortie du 1038. Dans le monitor la phase des amplificateurs de vidéo est telle que les émissions françaises sont restituées dans le sens correct des noirs et des blancs. Le tableau 1, vous montre que ce sont les seules à avoir une modulation POSITIVE (ce qui a l'inconvénient de faire des parasites brillants au lieu de les avoir noirs !).



Photo C. – Le DRX3 vu de l'arrière.

– Si c' = + 12 V, on provoque le blocage de 13/14/15 et la mise en œuvre de 4/5/6 et 7/8/9. Le premier transistor de gain pratiquement égal à – 1, inverse la phase. La Zener Z_4 produit un décalage continu nécessaire. Puis la modulation est transmise par le collecteur commun 7/8/9 jusqu'au transistor de sortir T_3. On obtient donc bien dans ce cas une phase générale inverse de la précédente s'adaptant aux émissions étrangères, faites en modulation NEGATIVE.

3° Circuits FI SON (voir fig. 3)

La fréquence FI son de 39,2 MHz parvenant en S traverse un filtre de bande L_6, L_7 et est appliquée aux entrées différentielles 4 et 5 d'un TDA1039 assez analogue au 1038. Ici encore, trois étages en cascade amplifient le signal. Les réseaux R_{16} à R_{21} assurent le calage du point de fonctionnement global des trois étages. Le 39,2 MHz amplifié sort entre 12 et 13 puis est transmis au détecteur AM, via le circuit accordé L_8. Aj_2 règle le point de fonctionnement du détecteur AM. Lorsque la FI son est modulée en amplitude (cas des émissions françaises) la BF sort du picot 1, préamplifiée par un étage interne. Elle est transmise par D_4 au point S_{BF}, c'est-à-dire à l'ampli final SON. Dans ce cas on a c = 0, ce qui bloque la diode D_3.

Lorsque la porteuse son est modulée en fréquence, le fonctionnement est différent. Tout d'abord, aucune BF ne

Fig. 2. – Schéma de la partie F.I. Image.

sort de 1, puisque la modulation d'amplitude n'existe pas. Par ailleurs, des connexions internes au 1039, relient les sorties 12 et 13 à un circuit démodulateur de fréquence (FM) accordé par le circuit résonnant L_9/C_{22}. La modulation BF apparaît dans ce cas sur le picot 8.

Bien sûr, à ce moment nous avons c = + 12 V (réceptions étrangères) donc le transistor 2/3/4 du CA3183 est alimenté : il amplifie la BF. La tension collecteur de ce transistor est suffisante pour faire conduire D_3 et pour bloquer D_4. La BF se retrouve au poins S_{BF}.

Dans les deux cas, AM ou FM, le discriminateur de fréquence a une seconde mission : il assure le CAF. Pour cela les deux sorties différentielles 8 et 9 attaquent les deux bases d'un amplificateur différentiel constitué par 9/10/11 et 1/15/16 alimentés en courant constant par 12/13/14. Lorsque la fréquence de 39,2 MHz a tendance à changer, par exemple à cause du glissement de fréquence de l'oscillateur du sélecteur UHF, sous l'effet de la température, les sorties 8 et 9, initialement à égalité de tension se décalent et déséquilibrent l'ampli. Cela provoque une variation du potentiel collecteur 9 de l'ampli différentiel. Cette variation modifie dans le sens convenable la tension de commande de 33 V des Varicaps jusqu'à rétablir l'accord idéal assurant ainsi la fonction de Commande Automatique de Fréquence.

On remarquera qu'en FM, la tension BF apparaissant en sortie du discriminateur est éliminée au point M_9 par le condensateur C_{11}. Par ailleurs en AM, le discriminateur fonctionne encore correctement pour la CAF, car on sait que ce système à amplificateurs saturés est fort insensible à la modulation d'amplitude.

Dans les deux cas également, le détecteur AM a aussi une autre mission : la tension moyenne détectée est envoyée intérieurement vers un circuit de CAG qui contrôle le gain des trois étages en cascade des entrées 4 et 5.

Etudions maintenant le rôle du CA3096.

– **Si b est en l'air.** Le transistor 10/11/12 est bloqué, bloquant 1/2/3 et 13/14/15. Par contre 7/8/9 est conducteur et alimente 4/5/6 qui reçoit sur sa base, par d, la tension de commande des varicaps. Le vu-mètre dévie donc proportionnellement à cette tension et par conséquent à la fréquence d'accord.

Le vu-mètre assure ainsi la fonction d'indicateur de canal, permettant de savoir en quel point de la bande UHF on se trouve. La diode Z_3 linéarise quelque peu le déplacement de l'aiguille en fonction de la fréquence car la loi de variation des varicaps n'est pas linéaire.

– **Si b est à la masse.** Tout le processus s'inverse. Cette fois le transistor 1/2/3 commande le vu-mètre. Recevant sur sa base le potentiel du picot 3 du 1039, c'est-à-dire la tension de CAG son, le vumètre va cette fois dévier en fonction du niveau de la porteuse SON et se transformer ainsi en indicateur d'accord permettant le calage fin sur l'émission reçue.

Mais une seconde fonction est assurée par le 3096.

Lorsque b est à la masse, 10/11/12 étant conducteur son collecteur est à + 12 V et partant, la base 6 de 6/7/8 du CA3183 est alimentée, rendant ce transistor conducteur. Cela provoque le blocage du générateur de courant constant de l'ampli différentiel, lequel est hors circuit. La CAF est donc éliminée, ce qui est nécessaire pendant le réglage fin du

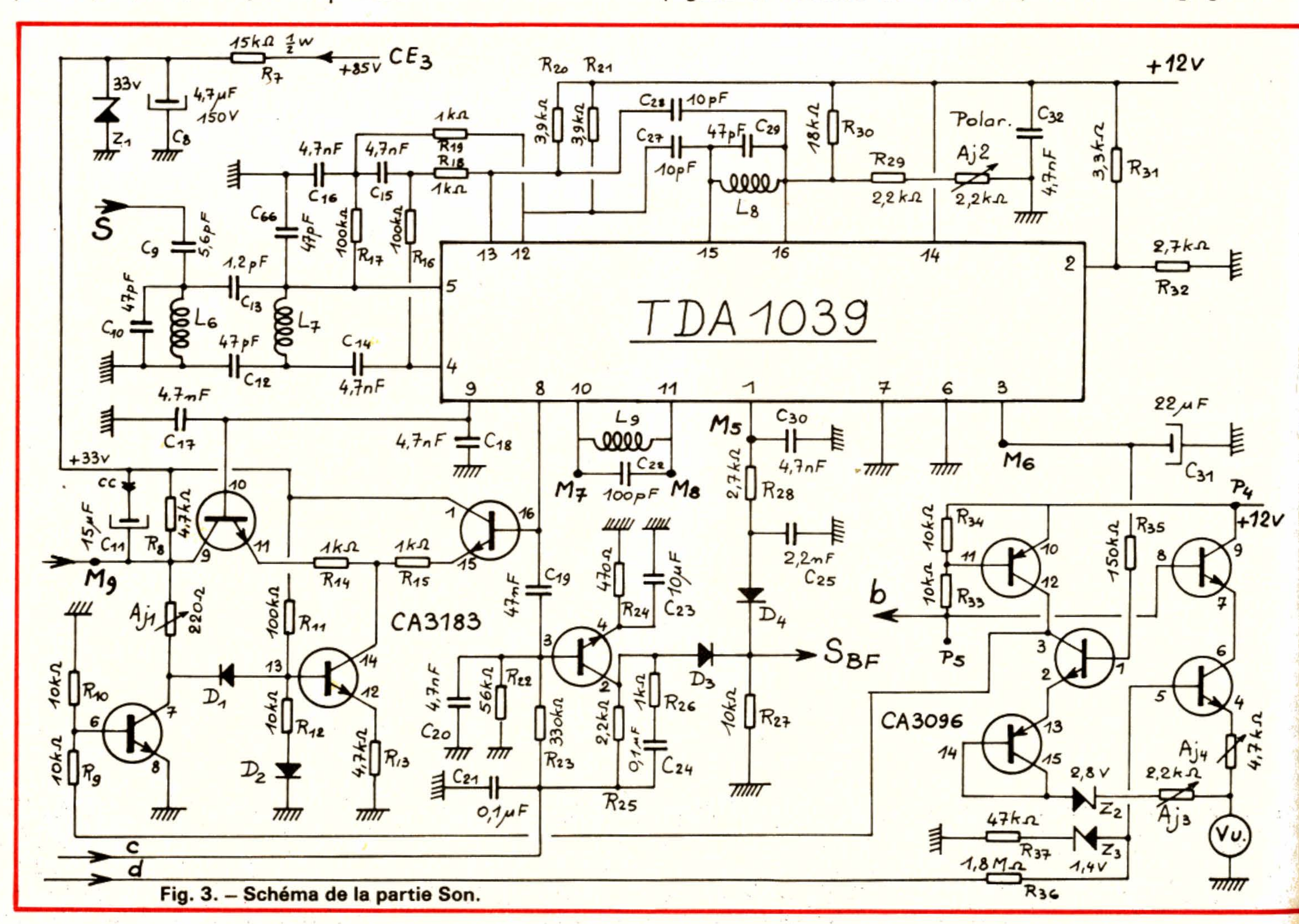


Fig. 3. – Schéma de la partie Son.

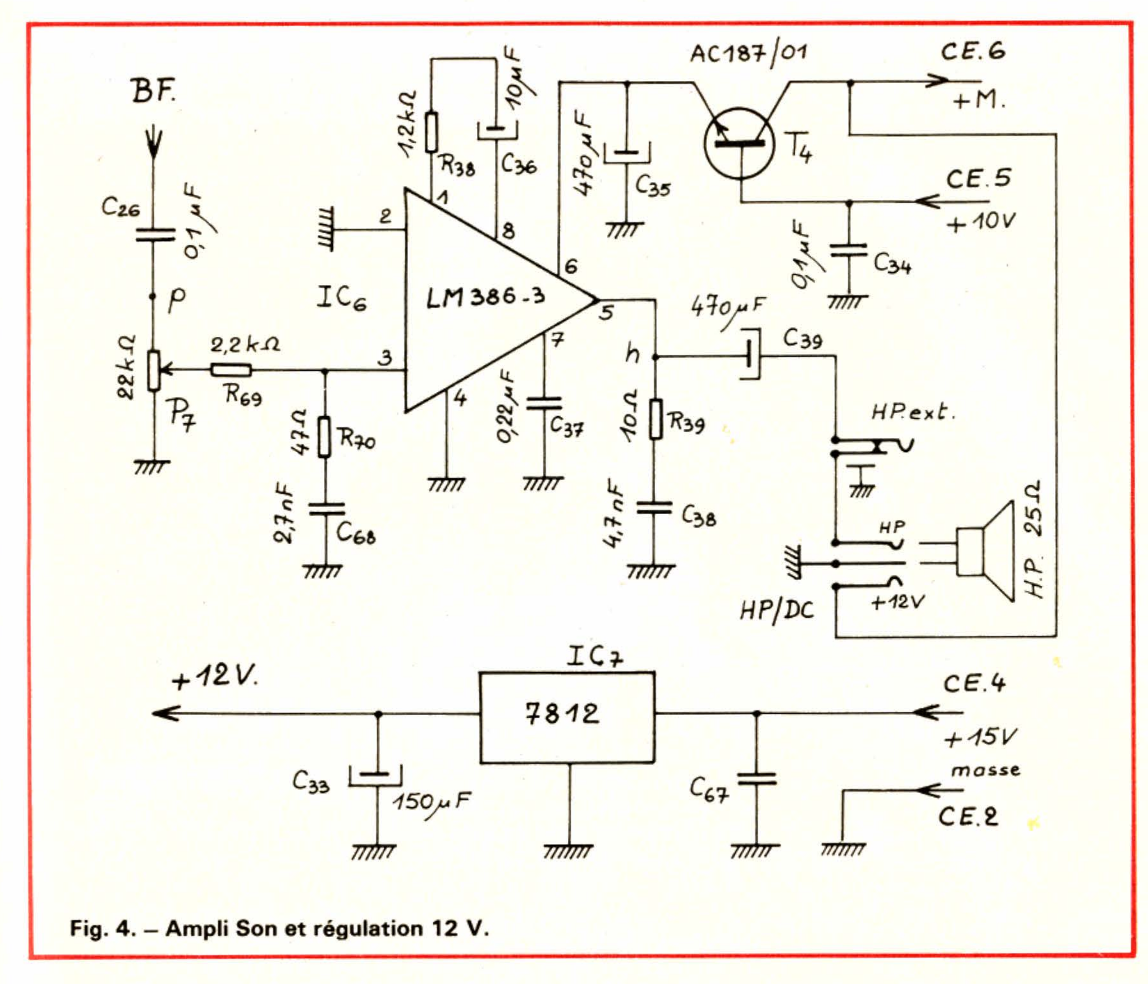


Fig. 4. – Ampli Son et régulation 12 V.

canal, puisque justement la fonction de la CAF est de s'opposer à tout glissement de fréquence. En même temps, la tension du point M_9 est ramenée à un potentiel moyen convenable par la résistance A_{j1} retournant à la masse. Ce réglage porte d'ailleurs le nom de « Faux zéro de CAF ». Il faudra, par Aj_1 amener M_9 au potentiel qu'il a, CAF en fonction normale, lorsque le verrouillage est correct.

Dès que b se retrouve en l'air, la CAF reprend son fonctionnement et fignole la fréquence d'accord autour de ce potentiel d'équilibre.

Le contact b est assuré, à l'insu de l'utilisateur, par la manœuvre du commutateur de programmes. Un contact b permanent est aussi prévu, à l'arrière de l'appareil pour une mise hors circuit permanente de la CAF.

4° Alimentation et Final SON (voir figure 4)

Le fonctionnement correct de l'ensemble des circuits du DRX3 exige une tension régulée de 12 V. On sait que c'est précisément la tension de la source choisie pour l'alimentation du DMV2, le cas typique étant l'utilisation du matériel alimenté par la batterie de voiture. Pour ce faire le DMV2 régule la tension incidente à + 10 V, ce qui est insuffisant pour le DRX3.

Il a donc fallu recourir à un artifice : dans le monitor, il existe une tension « récupérée » de + 15 V, alimentant entre autre, le final lignes. Nous allons utiliser cette tension en la ramenant à + 12 V, à l'aide d'un classique régulateur 7812.. Et le tour est joué ! C'est ce que montre la figure 4.

NB. Le driver T_1 (BC549) du DMV2 avait déjà une certaine tendance à chauffer. Le fait de « tirer » encore en supplément le courant nécessaire au DRX3 le fait chauffer encore plus... et il rend l'âme ! On le remplacera donc par un BSS38.

Le 12 V batterie est appliqué sur la douille + 12 V de l'entrée HP/DC du DRX3. De là, il part pour alimenter le monitor DMV2, par l'intermédiaire du connecteur CE (picot CE6). Par ailleurs, il alimente l'étage final son à travers T_4, dont le rôle est important.

Ce transistor est à la fois :

● – **Un régulateur.** On applique sur sa base le potentiel + 10 V bien régulé venant du DMV2 (par CE5) et l'on retrouve ainsi sur l'émetteur pratiquement + 10 V (car il s'agit d'un modèle germanium) aussi bien régulés que ceux de base, mais issus du collecteur soit directement de la batterie 12 V. On obtient ainsi un parfait découplage des circuits de son et d'image, évitant le classique défaut du « son dans l'image » dû à un couplage par les alimentations.

● – **Un interrupteur.** Le DRX3 ne possède pas d'interrupteur M/A, mais utilise celui du DMV2. En effet le + 15 V alimentant le 7812 n'existe que si le DMV2 est sous tension, donc l'ensemble des circuits HF est tributaire de la marche du DMV2.

Il n'en est pas de même de l'ampli SON alimenté directement par la batterie. Mais si le DMV2 est à l'arrêt, le + 10 V sur CE5 n'existe pas : dans ces conditions T_4 est bloqué et l'ampli son, non alimenté.

L'ampli BF est un LM386N-3 de NS. Très compact, dans un boîtier DIL 8 broches, ce CI donne un rendement assez satisfaisant, Le type « 3 » choisi est prévu pour une tension de 9 V, ce qui est notre cas. Avec une charge de 8 Ω il délivre 700 mW, avec un taux de distorsion de 10 % (max).

Nous recommandons cependant de charger si possible cet ampli avec un haut-parleur de 15 à 25 Ω, ce qui donne un taux de distorsion nettement plus faible, avec une perte de puissance sans importance pratique. Un petit téléviseur n'est pas destiné à sonoriser une salle de concert !

La BF sort sur le contact HP de la sortie HP/DC ou sur un jack noté HP/ext. N'oublions pas que l'alimentation du DMV2/DRX3 requiert 12 V continus. La batterie résoud parfaitement le problème, mais une utilisation en appartement s'accommode mieux d'une alimentation secteur. Nous avons conçu les connexions pour permettre de loger, dans ce cas, cette alimentation secteur, dans le baffle du haut-parleur. Il suffit d'un transfo 12 V/18 VA (toroïdal de préférence) d'un redresseur en pont 2 A et d'un bon chimique de filtrage de 4 700 µF (CEF taille basse de préférence). Dans ces conditions, on relie le bloc HP/alimentation au DMV2/DRX3 par un câble à 3 conducteurs : la masse, le + 12 V et le fil BF du haut-parleur. C'est la raison d'être du jack stéréo monté à l'arrière du DRX3.

L'autre solution possible consiste à avoir haut-parleur et alimentation séparés. On fait usage alors du jack HP/ext pour le haut-parleur et du jack HP/DC pour l'alimentation.

(A suivre)

F. THOBOIS

LA CLE A CODE MAGNETIQUE PHILIPS

Pour être efficace, la sécurité doit être adaptée aux besoins spécifiques de l'utilisateur.

Tel est l'objectif qui a guidé la conception du système de contrôle d'accès Philips. Ce système, commercialisé en France par la société Portenseigne, se compose d'une clé individuelle à code magnétique, d'un lecteur de clé et d'une unité de contrôle. Le résultat est un concept nouveau en contrôle d'accès : la porte intelligente.

Ce système, qui fait appel au principe d'intelligence répartie, permet un contrôle d'accès autonome.

Avec un tel système, il est possible de commencer par une seule porte, d'en ajouter d'autres, puis de constituer un réseau de surveillance de plusieurs centaines d'accès, faisant ainsi évoluer la protection en fonction de la croissance des besoins de l'entreprise.

Une clé individuelle aux 60 milliards de codes différents

Le système Philips utilise une petite clé individuelle en nylon robuste, qui peut être jointe au trousseau de clés de la voiture de l'appartement ou de la maison. Elle porte en filigrane un code magnétique qui ne peut être effacé ni modifié. Les clés ont toutes un aspect extérieur identique qui les rend anonymes. La technique de codage offre quelques 60 milliards de codes différents. Les clés possèdent un double code :

– un code primaire, appelé « code système » et qui est spécifique à chaque utilisateur ;
– un code secondaire, dit « code individuel ».

La combinaison des deux codes différencie chaque clé de toutes les autres.

Un lecteur de clé simple et compact

Il s'encastre et s'installe facilement dans le mur. Les clés peuvent être introduites dans deux sens. Leur lecture s'effectue par voie dynamique, ce qui permet l'ouverture de la porte en moins de deux secondes.

Ce dispositif bénéficie d'un niveau de sécurité élevé puisque :

– l'ouverture de la porte n'a lieu qu'au retrait de la clé,



– le code de la clé est lu directement par **le lecteur qui le transmet sans décodage** à l'unité de contrôle, pour vérification de validité,

– le lecteur associe le code de la clé à un code secret individuel de 4 chiffres qu'il est nécessaire de composer pour obtenir l'ouverture de la porte.

Une unité de contrôle

Chaque installation peut contrôler jusqu'à 6 000 clés individuelles toutes différentes. L'unité de contrôle, située à l'intérieur de la zone à protéger, garde en mémoire tous les paramètres qui déterminent la validité des clés. Par exemple, heure, type de jour (travaillé ou férié), cycles de travail (hebdomadaires ou pas).

De plus, cette unité surveille l'exécution mécanique de l'opération : elle vérifie que la porte est **fermée et aussi verrouillée ;** elle signale toute tentative d'intervention sur la serrure ou sur la porte.

L'adjonction d'une imprimante permet l'enregistrement de tous les mouvements de portes états d'alarme.

Deux modes de fonctionnement possibles : autonome ou centralisé

Chaque unité de contrôle bénéficie d'un fonctionnement autonome. Cela permet de réaliser un système de contrôle d'accès soit en mode autonome, soit en mode centralisé.

Mode autonome :

Chaque unité constitue un mini-système de contrôle d'accès autonome. A l'aide d'un programmateur portable, l'utilisateur peut choisir et modifier tous les paramètres d'accès déterminant la validité des clés. L'adjonction d'une imprimante permet d'enregistrer tous les mouvements de postes et tous les états d'alarme.

Mode centralisé :

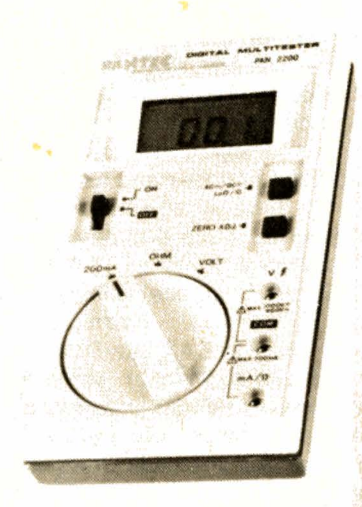
Au fur et à mesure de la croissance des besoins de sécurité de l'entreprise, il est possible d'ajouter des unités de contrôle supplémentaires. Dans ce cas, il est plus économique d'adopter le fonctionnement en mode centralisé. Ce mode repose sur la **centralisation des communications,** chaque unité de contrôle restant autonome. De cette façon, les mouvements de portes ou de clés, les informations d'alarmes, peuvent être enregistrées sur une même imprimante et les paramètres d'accès peuvent être modifiés, à distance, depuis **unité centrale de communication** pour toutes les unités de contrôle. Ainsi, ce système qui permet d'associer le code d'une clé à une installation de traitement de données offre de nombreuses possibilités dans toute entreprise :

– Augmentation du niveau de sécurité dans des zones particulièrement critiques (le code « secret individuel », interdit l'emploi de la clé par des personnes non autorisées).

– Renforcement de la sécurité pendant des périodes déterminées (par exemple, utilisation conjointe de la clé et du code en dehors des heures normales de travail).

– Indication que l'accès a pu être obtenu sous la contrainte.

Nouveaux multimètres digitaux Pantec à changement de gamme automatique



Pantec élargit sa gamme de multimètres digitaux avec deux nouveaux multimètres LCD 3 Digit 1/2 ayant un changement de gamme automatique.

Ces multimètres de poche avec 6 fonctions incluant le test des semi-conducteurs ont une impédance d'entrée de 10 mΩ/V ainsi qu'une autonomie de plus de 200 heures en régime permanent avec seulement deux piles de 1,5 V.

La précision du PAN 2200 est de + ou – 0,8 % et celle du PAN 2100 est de + ou – 0,5 %.

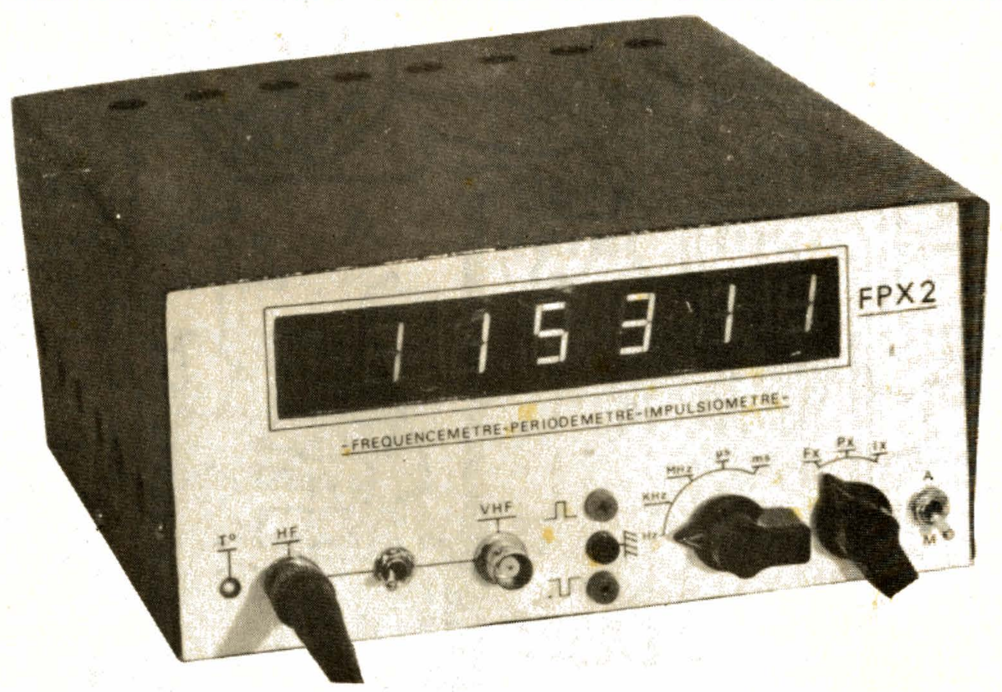
L'appareil permet l'ajustement du zéro sur la gamme ohmmètre la plus basse et indique automatiquement l'usure des piles, polarité, surcharge.

Le PAN 2100 contient un circuit de détection à buzzer ainsi qu'une fonction de mémorisation de la mesure.

En comparaison avec le PAN 2200, le PAN 2100 est équipé d'un test jusqu'à 10 A et des mesures de courant de faible valeur sur un calibre de 20 mA.

La gamme de test des deux multimètres est : V DC : Automatic 200 mV-2 V-20 V-200 V-1 000 V ; V AC : Automatic 2V-20 V-200 V-600 V ; I DC, I AC : 200 mA ; R : Automatic 200 Ω, 2 kΩ, 20 kΩ, 200 kΩ, 2 000 kΩ ou 2 MΩ ; Lo R : Automatic 2 kΩ, 20 kΩ, 200 kΩ, 200 MΩ ; Dimensions : 155 × 85 × 28. Poids : 250 g.

UN FREQUENCEMETRE / PERIODEMETRE / IMPULSIOMETRE



LE FP X2

(2e PARTIE – suite et fin)

– III –

Réalisation

Comme toujours, nous avons essayé de simplifier celle-ci sans sacrifier pour autant les performances. Néanmoins, le FPX 2 demeure un appareil assez complexe et le plus grand soin est indispensable si vous voulez en mener à bien la construction et la mise au point. Il faut donc posséder un minimum d'expérience et d'appareils de mesure sous peine d'aboutir à un échec. Nous tenons cependant à vous assurer que le FPX 2 fonctionne parfaitement et que les performances annoncées peuvent bel et bien être obtenues. Les conseils qui vont suivre vous faciliteront la tâche et nous vous recommandons d'employer strictement les composants indiqués.

A. Liste des composants

Résistances
et potentiomètres
R_1 : 100 kΩ 1/4 W 5 %
R_2 : 910 kΩ 1/4 W 5 %
R_3 : 5,6 kΩ 1/4 W 5 % couche métallique
R_4 : 1 kΩ 1/4 W 5 % couche métallique
R_5 : 10 kΩ 1/4 W 5 % couche métallique
R_6 : 220 kΩ 1/4 W 5 % couche métallique
R_7 : 390 Ω 1/4 W 5 %
R_8 : 1 kΩ 1/ W 5 %
R_9 : 6,8 kΩ 1/4 W 5 %
R_{10} : 330 Ω 1/4 W 5 %
R_{11} : 39 kΩ 1/4 W 5 %
R_{12} : 10 kΩ 1/4 W 5 %
R_{13} : 10 kΩ 1/4 W 5 %
R_{14} : 2,2 kΩ 1/4 W 5 %
R_{15} : 39 kΩ 1/4 W 5 %
R_{15} : 22 kΩ 1/4 W 5 %
R_{17} : 10 kΩ 1/4 W 5 %
R_{18} : 10 kΩ 1/4 W 5 %
R_{19} : 2,2 kΩ 1/4 W 5 %
R_{20} : 2,7 kΩ 1/4 W 5 %
R_{21} : 1,7 kΩ 1/4 W 5 %
R_{22} : 2,7 kΩ 1/4 W 5 %
R_{23} : 4,7 kΩ 1/4 W 5 %
R_{24} : 2,7 kΩ 1/4 W 5 %
R_{25} : 4,7 kΩ 1/4 W 5 %
R_{26} : 2,7 kΩ 1/4 W 5 %
R_{27} : 470 Ω 1/2 W 5 %
R_{28} : 12 kΩ 5,5 W bobinée
R_{29} : 1 kΩ 1/4 W 5 %
R_{30} : 1 kΩ 1/4 W 5 %
R_{31} : 1 kΩ 1/4 W 5 %
R_{32} : 2,2 kΩ 1/4 W 5 % couche métallique
R_{33} : 10 kΩ 1/4 W 5 % couche métallique
R_{34} : 180 Ω 1/4 W 5 % couche métallique
R_{35} : 3,3 kΩ 1/2 W 5 %
R_{36} : 15 kΩ 1/4 W 5 %
R_{37} : 4,7 kΩ 1/4 W 5 %
R_{38} : 1 kΩ 1/4 W 5 %
R_{39} : 100 Ω 1/4 W 5 %
R_{40} : 2,2 kΩ 1/4 W 5 %
R_{41} : 150 Ω 1/4 W 5 %
R_{42} : 3,3 kΩ 1/4 W 5 %
R_{43} à R_{84} : 220 Ω 1/4 W 5 %
R_{85} : 22 kΩ 1/4 W 5 %
R_{86} : 33 kΩ 1/4 W 5 %
R_{87} : 1,8 kΩ 1/4 W 5 %
R_{88} : 220 Ω 1/4 W 5 %
R_{89} : 220 Ω 1/4 W 5 %
CTN : Thermistance 150 Ω à 25 °C
Aj_1 : 4,7 kΩ piste CERMET
Aj_2 : 1 kΩ PACLO RTC
Aj_3 : 10 kΩ PACLO RTC
Aj_4 : 1 kΩ piste CERMET
P_1 : 1 kΩ miniature, axe Ø 4 mm

Condensateurs
C_1 : 1 µF 100 V MKH
C_2 : 1 nF 63 V Cer
C_3 : 47 nF 50 V GFO
C_4 : 4,7 µF 63 V Chim
C_5 : 47 nF 50 V GFO
C_6 : 1 nF 63 V Cer
C_7 : 4,7 µF 63 V Chim
C_8 : 10 nF 63 V Cer
C_9 : 10 nF 63 V Cer
C_{10} : 47 nF 50 V GFO
C_{11} : 47 nF 50 V GFO
C_{12} : 47 nF 63 V Cer
C_{13} : 47 nF 50 V GFO
C_{14} : 470 pF 63 V Cer
C_{15} : 680 pF 63 V Cer
C_{16} : 2 200 µF 25 V Chim
C_{17} : 47 nF 50 V GFO
C_{18} : 47 nF 50 V GFO
C_{19} : 1 000 µF 25 V Chim
C_{20} : 47 nF 50 V GFO

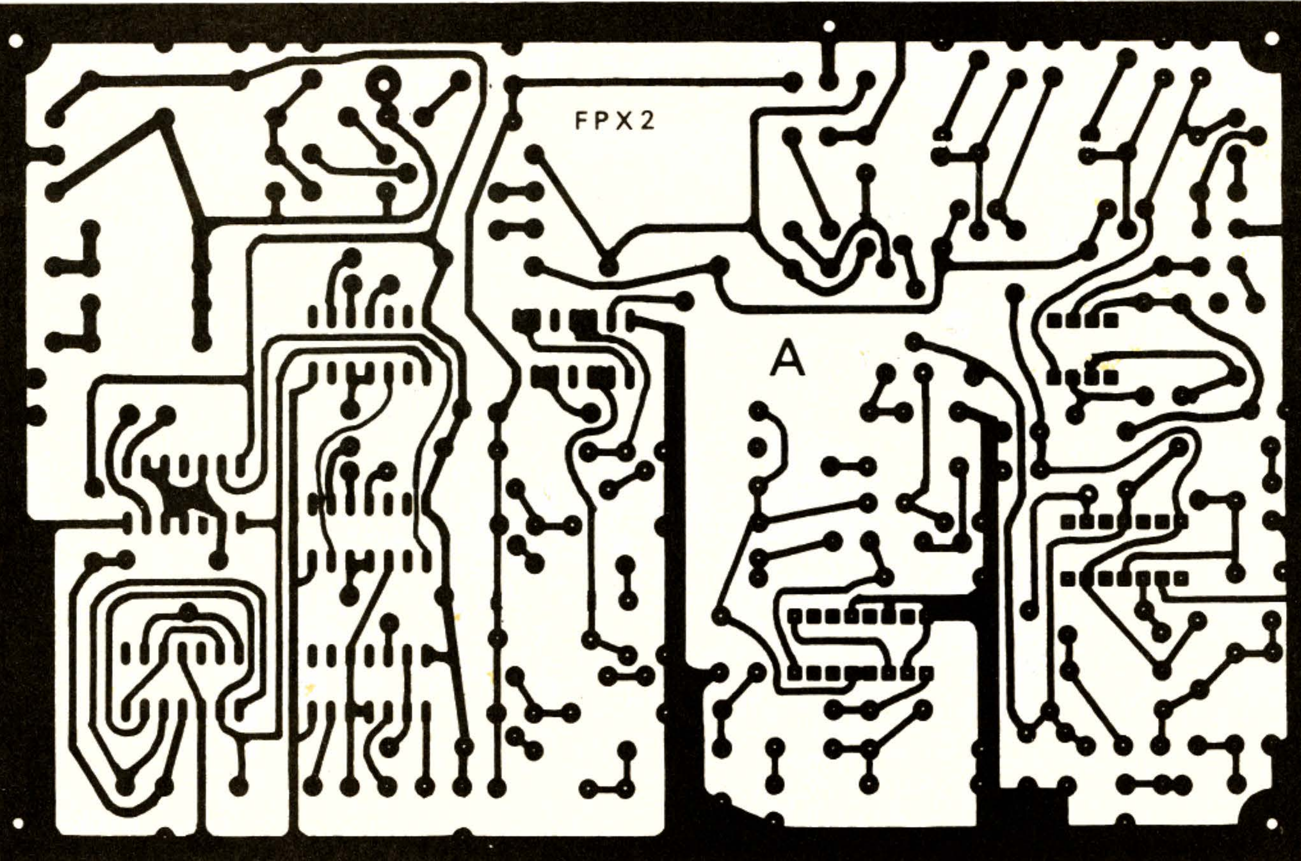


Fig. 18. – Le circuit A à l'échelle 1/1, epoxy de 15/10ᵉ.

FPX2

B

Fig. 19. – Le circuit B, échelle 1/1, epoxy de 15/10ᵉ.

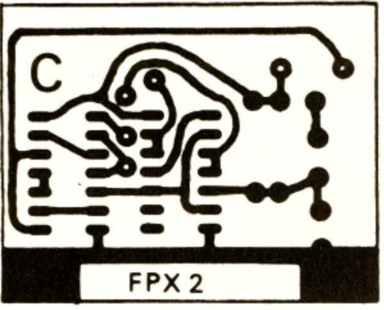


Fig. 20. – Circuit C, epoxy 15/10°, échelle 1/1.

C_{21} : 47 nF 50 V GFO
C_{22} : 47 nF 50 V GFO
C_{23} : 1 000 μF 25 V Chim
C_{24} : 47 nF 50 V GFO
C_{25} : 47 nF 50 V GFO
C_{26} : 47 nF 50 V GFO
C_{27} : 47 nF 50 V GFO
C_{28} : 100 nF 12 V GFO
C_{29} : 100 nF 12 V GFO
C_{30} : 5,5/40 pF C010 RTC
C_{31} : 6,8 pF 63 V Cer
C_{32} : 1 nF 63 V Cer
C_{33} : 100 nF 12 V GFO
C_{34} : 100 nF 12 V GFO

Semi-conducteurs
et circuits intégrés
IC_1 : LM 710 CN
IC_2 : 95 H 90 Fairchild
IC_3 : SN 7413 N
IC_4 : SN 7410 N
IC_5 : SN 7473 N
IC_6 : SN 74121 N
IC_7 : SN 74121 N
IC_8 : SN 7440 N
IC_9 : « 7805 » boîtier To220
IC_{10} : LM 341 P boîtier TO220
IC_{11} : μA 74L boîtier DIP 8
IC_{12} : SN 7400 N
IC_{13} à IC_{25} : SN 7490 N
IC_{26} à IC_{31} : SN 7475 N
IC_{32} à IC_{37} : SN 7447 N
IC_{38} : SN 7400 N
IC_{39} : SN 7400 N
T_1 : BF 245 B ou C
T_2 : 2N 914
T_3 : 2N 2369
T_4 : 2N 2369
T_5 : 2N 2369
T_6 : 2N 2369
T_7 : 2N 222
T_8 : BD 135 + radiateur
T_9 : 2N 222 + radiateur
T_{10} : 2N 2907 + radiateur
T_{11} : 2N 2907 + radiateur
T_{12} : 2N 222
T_{13} : BC 237A
D_1 : 1N 4148
D_2 : 1N 4148

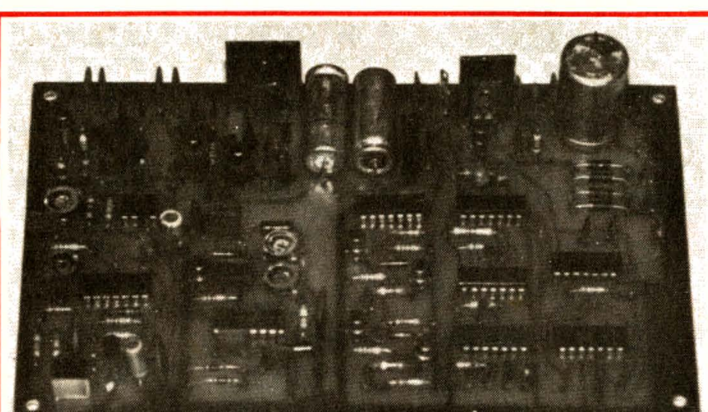


Photo 2. – Le circuit A est câblé. Notez la disposition des radiateurs de T_8 et de IC_{10}. Les condensateurs C_{16}, C_4 et C_5 sont montés debout.

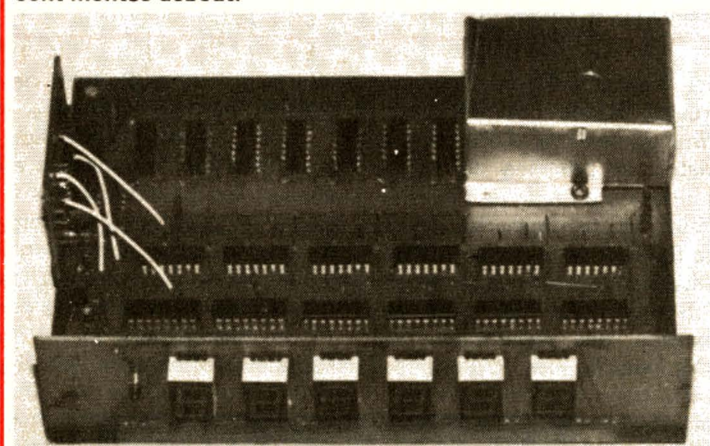


Photo 3. – La platine compteur/base de temps est assemblée. Notez la disposition des circuits C et D ainsi que le montage de l'enceinte thermostatée. On aperçoit l'axe de réglage de C_{30}.

D_3 : BAX 13
D_4 : BAX 13
D_5 : 1N 4002
D_6 : 1N 4002
D_7 : 1N 4002
D_8 : 1N 4002
D_9 : Zener 7,5 V 400 mW
D_{10} : 1N 4148
D_{11} : Zener 12 V 400 mW
D_{12} : Zener 6,2 V 400 mW
D_{13} : 1N 4148
D_{14} : 1N 4148
D_{15} : Zener 12 V 400 mW
D_{17} : 1N 4148
D_{18} : OA 95
LD_1 : diode LED rouge Ø 5 mm
LD_2 : diode LED rouge Ø 3 mm
R_d : redresseur BY 164

Matériel divers
L_1 : Self de choc. 50 spires jointives de fil 20/100° sur résistance agglomérée de plus de 100 kΩ.
L_2 : Self de choc idem L_1
QZ : Quarts 10 MHz CR-78/U
TA_1 : Transfo 8VA, primaire 220 V, secondaire 2 × 12 V
TA_2 : Transfo 3VA, primaire 220 V, secondaire 2 × 12 V
K_1 : Inter bipolaire C & K modèle 720 L
K_2 : Commutateur rotatif Lorlin 4 circuits, 3 positions
K_3 : commutateur rotatif Lorlin 2 circuits, 6 positions
K_4 : Inter unipolaire C & K modèle 7101
Rel : Relais Européen SIEMENS 24 V, 2 RT
A_1 à A_6 : Afficheurs 7 segments à anodes communes FND 507 (à défaut MAN 6760)
1 jeu de circuits imprimés, époxy 15/10°, simple face
1 boîtier, tôle d'alu de 1010°
1 enceinte pour l'horloge, tôle d'alu de 10/10°

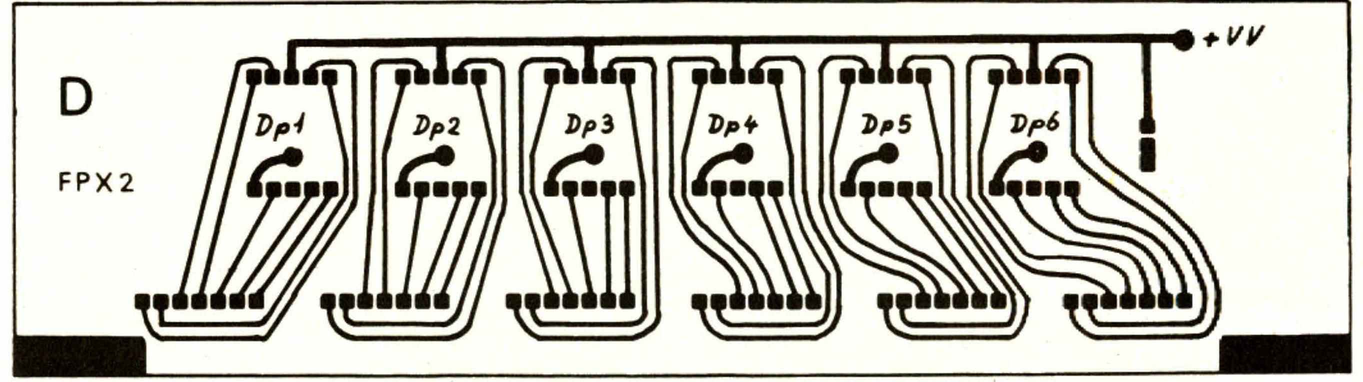


Fig. 21. – Circuit D, échelle 1/1, epoxy 15/10°.

Fig. 22. – Implantation des composants sur le circuit A.

1 rodoïd rouge
1 face avant
2 prises BNC
3 prises bananes de 2 mm
2 boutons ∅ 20 mm maxi, avec index
7 boutons 3 × 10
13 vis à tôle 3 × 10
2 vis à tôle de 3 × 20
1 cordon secteur
1 passe fil
55 cosses « poignard »
2 entretoises en laiton ∅ 3/4 mm, 1 : 33 mm
2 entretoises laiton ∅ 4 mm, 1 : 40 mm
4 entretoises laiton ∅ 3/4 mm, 1 : 5 mm

Les composants nécessaires à la réalisation du FPX 2 sont disponibles chez Selectronic.

B. Les circuits imprimés

Reproduisez à l'aide du feutre, ou mieux, par la méthode photographique, le tracé des circuits imprimés qui sont indiqués à l'échelle 1/1 sur les figures 18, 19, 20 et 21. Etant donné la complexité du tracé, nous vous recommandons de vérifier très attentivement votre travail. Après gravure, nous vous conseillons d'étamer les pistes et pastilles au fer à souder ou à l'aide de l'étain à froid. Le perçage des trous de fixation de la quasi-totalité des composants se fait à 0,8 mm, celui des trous de fixation des ajustables, de IC_{10}, de T_8, de C_{16} et du quartz à 1 mm et celui des cosses, de R_{28} et de C_{30} à 1,3 mm. Après vérification, implantez les composants en suivant les indications des figures 22, 23 et 24. Commencez par les composants les moins encombrants et les moins fragiles et terminez par T_1 en débranchant le fer du secteur. Veillez à ce que R_{28} ne touche pas le boîtier du quartz et placez la CTN le plus près possible de celui-ci. Le circuit C se fixe sur le circuit B à l'aide de deux petites équerres en laiton soudées (cosses de pile 4,5 V). Positionnez le circuit D de manière à ce que le bord inférieur dépasse le côté cuivre de B de 5 mm et soudez-les ensemble en vérifiant qu'ils sont parfaitement d'équerre. Les résistances R_{43} à R_{84} sont soudées debout sur le circuit B après l'assemblage de ce dernier avec le circuit D ; méfiez-vous des courts-circuits ! Les radiateurs de T_8 et de IC_{10} sont de simples équerres d'alu peintes en noir et fixées sur le circuit à l'aide de petites vis à tôle de 2,5-5 mm. Sousez à présent 4 entretoises de 5 mm de haut à chaque coin du circuit A et deux entretoises de 40 mm de haut aux deux coins du circuit B situés vers les afficheurs. C_{30} est muni d'un petit axe en plastique que nous avons prélevé sur un potentiomètre ; un trait de scie permet le réglage à l'aide

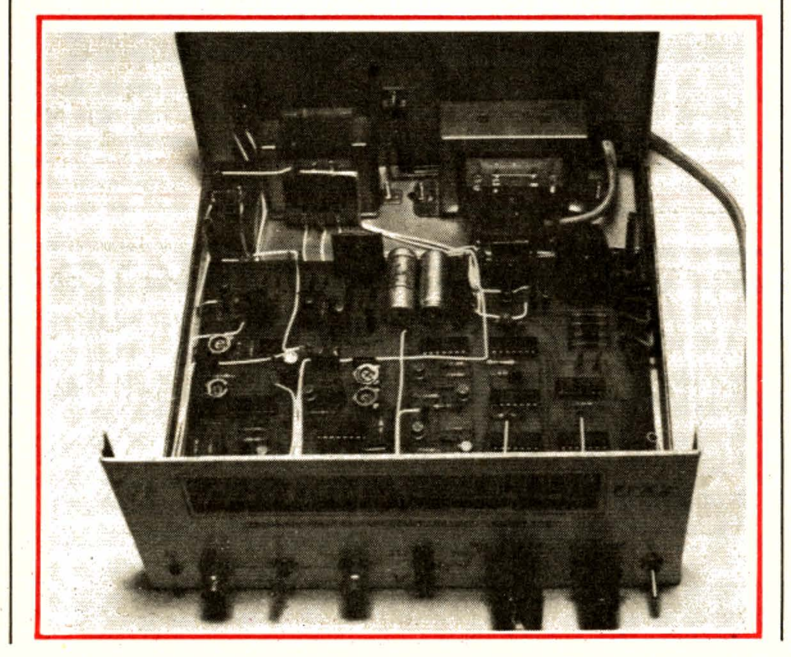


Fig. 23. – Implantation des composants sur les circuits B et C.

d'un tournevis. Nous vous recommandons de vérifier très attentivement à l'aide des plans et schémas qu'il n'existe aucune coupure ou liaison intempestive ni d'erreur d'orientation d'un composant.

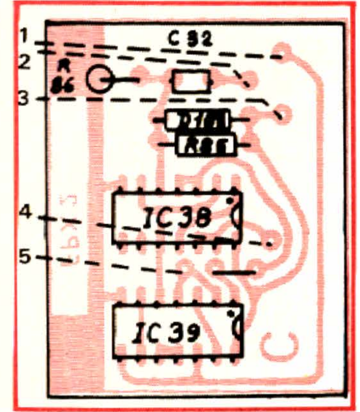
La partie la plus agréable du travail étant achevée, passons de suite à la plus rébarbative à savoir :

C. Le boîtier

Comme de coutume, nous l'avons réalisé nous-même et vous conseillons d'en faire autant. En suivant la méthode décrite à maintes reprises dans ces pages, tracez, découpez, pliez et percez le boîtier et son couvercle dont les côtés sont indiqués sur les figures 25 et 26. Utilisez de la tôle d'alu de 10/10e afin de conférer une rigidité suffisante à l'appareil. La fenêtre des afficheurs est découpée à l'aide d'une scie Abrafil et fignolée à la lime douce. Présentez tous les accessoires dans le boîtier y compris les circuits imprimés et corrigez éventuellement la hauteur des entretoises. Une fois que tout est en ordre, vous pouvez procéder à la décoration en commençant par la mise en peinture. Nous utilisons avec succés un émail à froid appliqué au pinceau après ponçage énergique de la tôle. La face avant est une feuille de carton à dessin sur laquelle vous pouvez recopier à l'aide du tire-ligne et des lettres-transfert le modèle visible sur les photographies qui illustrent cet article. Terminez votre travail par la pose du rodoïd derrière la fenêtre des afficheurs. Il ne vous reste plus qu'à installer tous les accessoires à l'intérieur du coffret tels que transfos, commutateurs, etc. La LED LD_1 est collée à l'Araldite de même que le relais.

Exécutez à présent le boîtier de l'enceinte thermostatée en suivant les indications de la figure 27. Il se fixe sur le circuit B à l'aide d'une vis à tôle de 3 × 5 mm et il faut s'assurer qu'il n'y a aucune liaison électrique entre lui et les composants de l'horloge.

Le travail le plus ingrat est terminé et vous disposez d'un appareil agréable à l'œil comme en témoignent les



photographies qui illustrent cet article.

D. Le câblage

Installez le circuit A dans le boîtier et reliez-le aux divers accessoires en vous aidant des indications des figures 22 et 28. Effectuez des

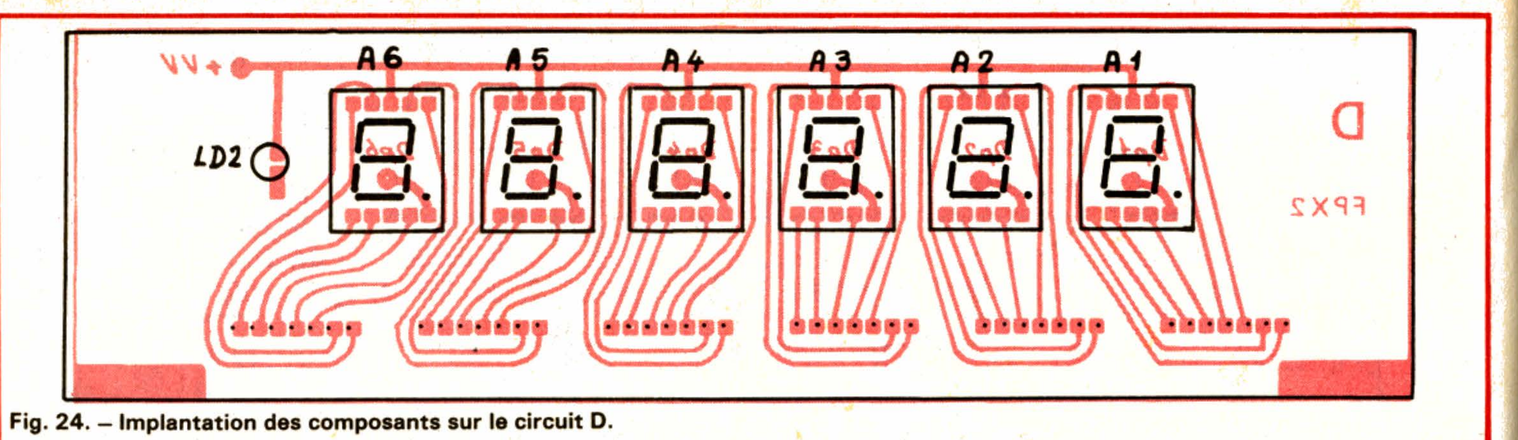


Fig. 24. – Implantation des composants sur le circuit D.

liaisons courtes car il ne faut pas oublier que nous avons affaire à des circuits HF. Nous n'avons pas établi de plan de câblage des liaisons du circuit B avec le circuit A et les divers accessoires car celles-ci sont peu nombreuses et, par conséquent, les risques d'erreur minimes. En cas de doute, vérifiez toujours votre travail par rapport aux schémas. Les liaisons entre « 0 » de A et de B et « + 5 V » de A et de B se font à l'aide de fil souple de forte section (au moins 10/10e).

Le câblage étant à présent achevé, il en est de même de la réalisation proprement dite du FPX 2. Vérifiez une fois encore votre travail avant toute mise sous tension et attendez d'avoir lu le chapitre qui suit avant de brancher l'appareil.

– IV –

Mise en service et utilisation du PFX 2

A) Mise en service

Après les vérifications d'usage, otez le couvercle de l'enceinte thermostatée et débranchez le fil de liaison entre « + 5 V » du circuit A et du circuit B. Branchez à présent un voltmètre entre + 5 V de A et la masse et alimentez l'appareil. Vous devez lire + 5 V à 2 % près sinon coupez de suite K_4 et vérifiez l'état et le branchement de D_5 à D_8 et de C_{16}, de même, contrôlez l'absence de court-circuit entre + 5 V et masse. La tension aux bornes du condensateur C_{16} doit être de + 17 V environ. Branchez maintenant le voltmètre aux bornes de D_9 où vous devez lire + 7,5 V à 5 % près puis entre + VV et la masse où vous devez lire de 0 à + 6 V suivant la position de P_1. Réglez ce dernier jusqu'à ce que la tension en + VV soit de + 5 V.

Mesurez à présent la tension entre + U et la masse qui doit être de + 5 V à 2 % près. En cas de défaillance, vérifiez qu'il n'y a pas de court-circuit entre + U et la masse et que le branchement de IC_{10}, C_{19} et R_d est bien correct. La tension aux bornes de C_{19} doit être comprise entre 16 et 17 V. Mesurez la tension entre la base de T_9 et la masse qui doit être de 12,5 V à 5 % près puis, entre + 12 V et la masse où vous devez lire 11,9 V toujours à 5 % près. En cas de défaut, vérifiez qu'il n'y a pas de court-circuit entre + 12 V et la masse auquel cas T_9 serait irrémédiablement détruit. Mesurez à présent la tension entre la base de T_{10} et la masse, vous devez lire – 6,7 V à 5 % près puis celle entre – 6 V et la masse qui doit être de 6,1 V à 5 % près. En cas d'échec, employez la même méthode que précédemment et vérifiez que la tension aux bornes de C_{23} est de – 16,5 V environ. Procédez de même avec l'alimentation – 12 V où vous devez lire – 12,5 V entre la base et T_{11} et la masse et – 11,9 V entre – 12 V et la masse.

Toutes les tensions requises étant correctes, basculez K_1 sur « HF », K_2 sur « Fx » et K_3 sur « Hz » et mesurez la tension entre la source de T_1 et la masse qui doit être de 2,4 V environ si aucun signal n'est raccordé à l'entrée HF. Si la tension mesurée est inférieure à 0,2 V, vérifiez T_1 ainsi que l'état et l'orientation des diodes D_1 et D_2. En fait, suivant les modèles de transistors à effet de champ cette tension peut être comprise entre + 0,2 V et + 3 V. Réglez à présent Aj_1 jusqu'à ce que la tension aux bornes de C_6 soit identique à celle mesurée précédemment et reliez l'entrée HF à un générateur sinusoïdal réglé sur 1 000 Hz, 100 mV_{eff}. En sortie de IC_1 (point SA) vous devez observer à l'oscillo un signal parfaitement rectangulaire d'une fréquence de 1 000 Hz et d'une amplitude de 4,5 V_{cc} environ. Diminuez progressivement l'amplitude du signal d'entrée et réglez Aj_1 à chaque fois afin que le signal apparaisse en sortie. La limite de la sensibilité d'entrée doit être de 25 mV_{eff} environ. Le signal disponible sur SA doit être retrouvé en SE, en SCP vous devez observer un signal de 500 Hz quand K_2 est placé sur « Px ».

Reliez à présent l'entrée VHF à un générateur réglé sur 10 MHz, 100 mV_{eff} et la sortie de IC_2 (broche 8) à l'entrée de l'oscillo puis basculez K_1 sur « VHF ». Le réglage de Aj_2 permet d'observer l'apparition d'un signal de 1 MHz d'une amplitude de 0,7 V_{eff} environ. Réglez progressivement Aj_2 afin d'obtenir la sensibilité maximum, soit environ 50 mV_{eff} environ. Branchez à présent l'oscillo en SB et réglez Aj_3 comme précédemment.

Ces réglages terminés seront peaufinés par la suite mais vous pouvez considérer que les étages d'entrées HF et VHF fonctionnent normalement de même que IC_{4a}, IC_5, IC_6 et IC_7.

Reliez à présent + 5 V du circuit A avec son homologue du circuit B et reliez l'oscillo au point « 1 Hz », le signal doit passer de 0 à + 4,5 V_{cc} toutes les secondes sinon remontez la cascade des diviseurs jusqu'au fautif. Branchez à présent l'entrée HF au générateur réglé sur 1 000 Hz, 100 mV_{eff}, placez K_1 sur « HF », K_2 sur « Fx » et K_3 sur « Hz ». La sortie SCP doit être à l'état « 1 » pendant 1 seconde toutes les 2 secondes. Si cela est obtenu, le branchement de la commande de porte est correct, sinon vérifiez celui-ci au niveau de K_{3a} et de K_{2c}. Reliez maintenant l'oscillo à la sortie SP, vous devez observer un signal à l'état « 1 » pendant 1 seconde puis une série d'impulsions pendant une autre seconde et ainsi de suite. La présence de ce résultat indique un fonctionnement parfait de l'ensemble des circuits en position « Fréquencemètre ».

Positionnez à présent K_2 sur « Px » et K_3 sur « ms » en réglant le générateur sur 1 Hz, 100 mV_{eff}. En SCP vous devez observer un signal qui est à l'état « 1 » pendant 1 seconde puis à l'état « 0 » pendant le même temps et ainsi de suite. En

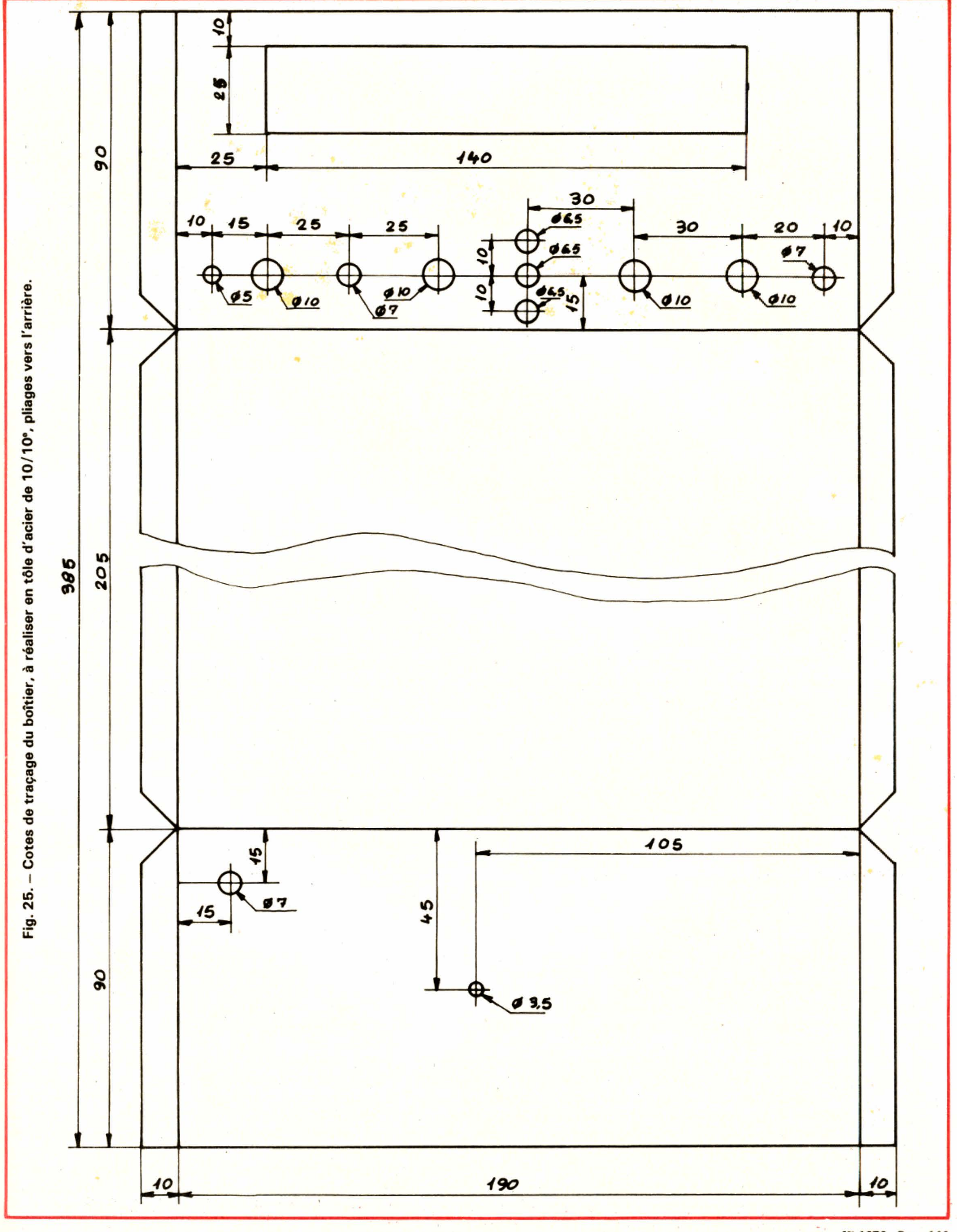
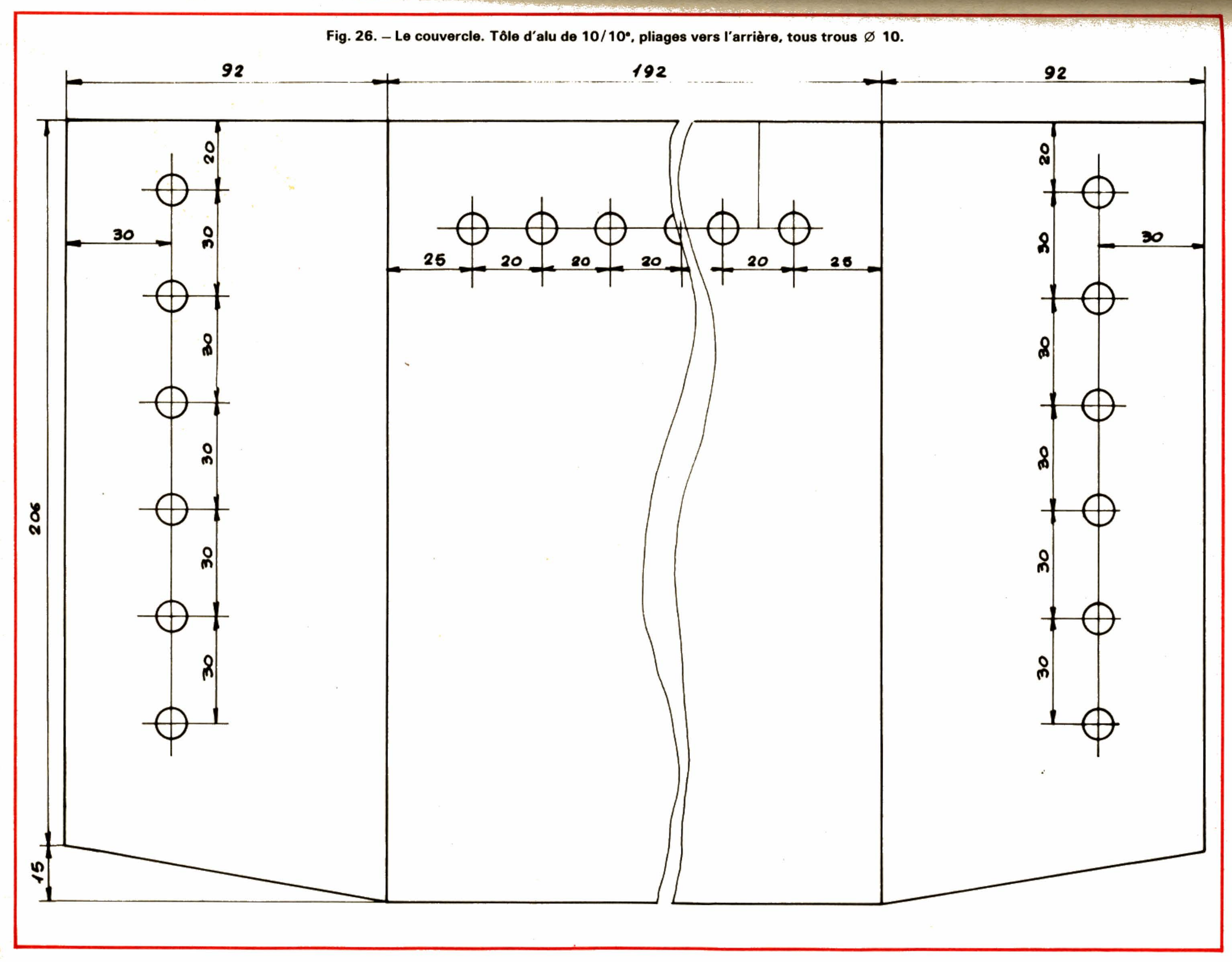


Fig. 25. – Cotes de traçage du boîtier, à réaliser en tôle d'acier de 10/10e, pliages vers l'arrière.

Fig. 26. – Le couvercle. Tôle d'alu de 10/10e, pliages vers l'arrière, tous trous Ø 10.



SP, l'observation doit montrer un signal à l'état « 1 » pendant 1 seconde puis une série d'impulsions pendant une autre seconde. Branchez K_3 sur « µs », le même résultat doit être obtenu. Si c'est le cas, cela signifie que la fonction « Périodemètre » fonctionne elle aussi parfaitement et qu'il n'y a pas d'erreurs au niveau des branchements.

Placez maintenant K_2 sur « Ix », K_3 sur « ms » et reliez IP à une source de courant continu réglable de 0 à + 10 V. Reliez SI au voltmètre et constatez l'apparition d'un signal à l'état « 1 » dès que la tension d'entrée dépasse 2,2 V environ. Reliez à présent IN à la même source et constatez que le signal au point SI passe à l'état « 1 » dès que la tension d'entrée devient inférieure à 2,2 V. Rebranchez la source de courant continu en IP et constatez à l'aide de l'oscillo la présence en SP d'un signal d'une fréquence de 10 kHz dès que la tension d'entrée dépasse 2,2 V et que celui-ci disparaît dès que cette tension devient inférieure à 2 V environ. Ce dernier essai prouve le bon fonctionnement de l'ensemble des circuits de fonctions du FPX 2. En cas d'échec, analysez le phénomène en vous aidant des explications fournies plus haut ainsi que des schémas et chronogrammes.

Reliez à présent + 5 V du circuit A avec + 5 V du compteur et recommencez les essais en « Fx », « Px » et « Ix », cette fois les résultats doivent se lire, non plus sur l'écran de l'oscillo, mais directement sur les afficheurs. L'obtention d'un tel résultat montre le bon fonctionnement général du FPX 2. En cas d'insuccès, vérifiez tout d'abord le compteur en injectant un signal lent en fonction « Px » (K_3 sur « µs »). L'examen à l'aide de l'oscillo de chacune des sorties des diviseurs montre que la fréquence est de plus en plus basse à mesure que vous progressez de IC_{20} vers IC_{25}. Si le compteur fonctionne et qu'aucun afficheur ne réagit, suspectez le circuit de transfert et son dispositif de commande (IC_6 et IC_{8a}). Un affichage fantaisiste trouvera sûrement son origine dans une erreur de câblage des résistances R_{43} à R_{84} ou un court-circuit entre elles. Le FPX 2 doit à présent fonctionner parfaitement et il ne nous reste plus qu'à vérifier le régulateur de température.

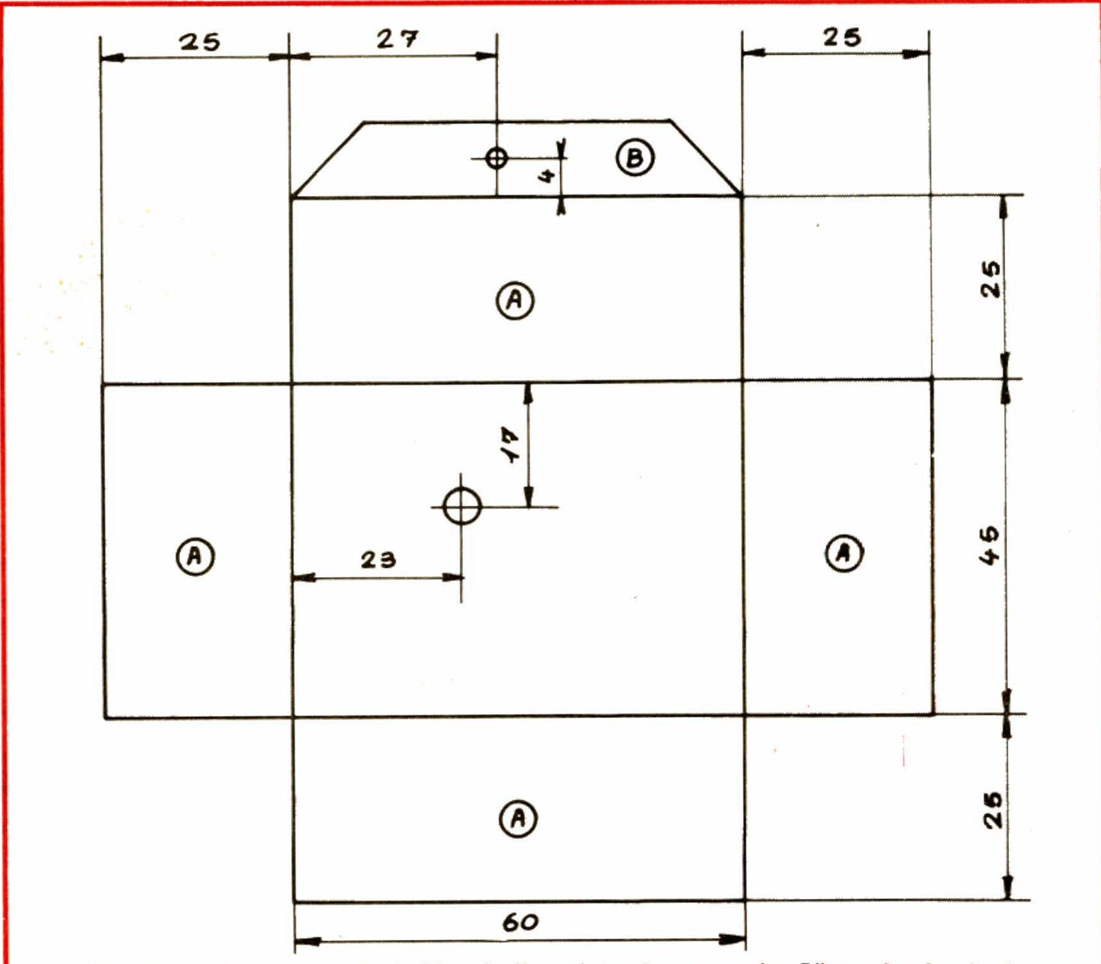


Fig. 27. – Cotes de traçage du boîtier de l'enceinte thermostatée. Pliage des bords A vers l'arrière et du bord B vers l'avant. Tôle d'alu de 10/10°.

Pour ce faire fixez le capot de l'enceinte thermostatée et réglez Aj_4 de manière à ce que la tension entre la broche 2 de IC_{11} et la masse soit de 0,5 V environ. L'appareil étant supposé froid et la température ambiante autour de 22 °C, la tension aux bornes de la CTN doit être de 0,7 V environ. Le relais doit coller et la résistance R_{28} doit faire son œuvre c'est à dire chauffer. La tension aux bornes de la CTN doit diminuer progressivement et, dès qu'elle devient très légèrement inférieure à 0,5 V, le relais doit décoller et le voyant LD_1 s'allumer. Une rotation de l'axe de Aj_4 doit provoquer le collage de Re_1 à nouveau. Laissez à présent l'enceinte se refroidir complètement et mesurez ensuite la température ambiante avec précision. Il suffit de connaître avec précision la valeur de la tension aux bornes de la CTN pour régler Aj_4. En effet, nous avons vu dans le chapitre II que cette tension diminue d'environ 20 mV par °C ; sachant que la température idéale de l'enceinte est de 40 °C, il suffit de déterminer la valeur de l'élévation de la température et de multiplier ce résultat par la constante du régulateur pour connaître la tension aux bornes de la CTN à 40 °C.

Soit, par exemple, une température ambiante de 22 °C, nous pouvons en déduire que l'élévation de température doit être de 18 °C, soit une chute de tension aux bornes de la CTN de 0,02 × 18 = 0,36 V. Par conséquent, il suffit de mesurer la tension aux bornes de la CTN à 22 °C soit, par exemple, 0,758 V puis de retrancher 0,36 V ce qui donne 0,398 V et de régler Aj_4 de manière à amener la tension appliquée à l'entrée inverseuse de IC_{11} à cette valeur. Le régulateur est à présent réglé et la mise en température s'effectue en 5 minutes environ.

La mise en service du FPX 2 est terminée et il ne nous reste plus qu'à en parfaire les réglages.

B) Réglages et étalonnage

Le FPX 2 fonctionne parfaitement, mettez l'appareil sous tension et attendez l'allumage de LD_1 avant tout réglage. Il nous faut tout d'abord étalonner la base de temps. Pour ce faire, reliez un fil d'un mètre à la sortie « 100 kHz » de celle-ci et approchez-le d'un récepteur radio réglé sur la BBC en grandes ondes (200 kHz) ; vous devez entendre un son

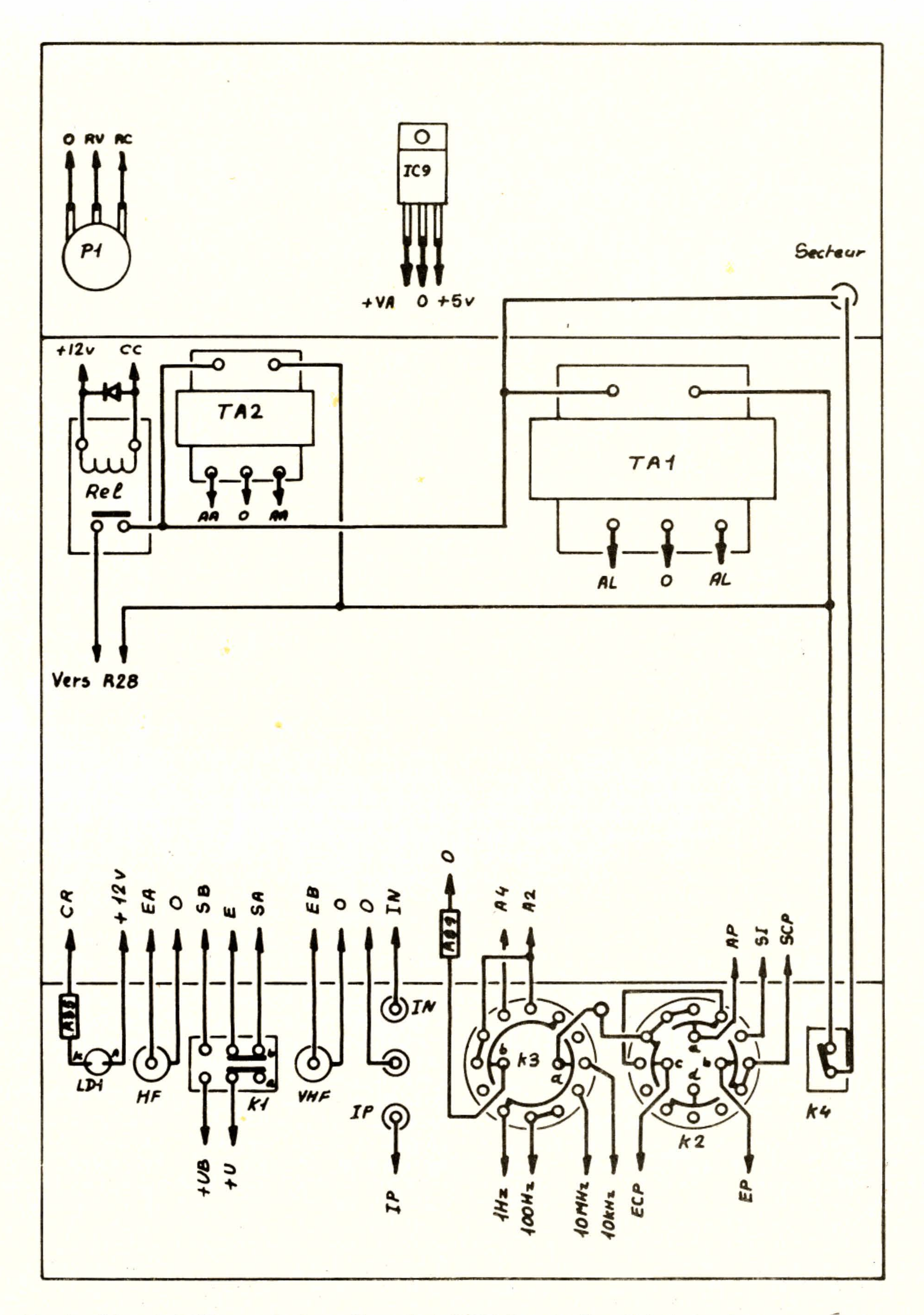


Fig. 28. – Plan de câblage du FPX2, en traits forts : fil souple de 9/10°. En traits fins : fil rigide de 5/10°. K_1 sur : HF. K_2 sur : Fx. K_3 sur : 1 Hz.

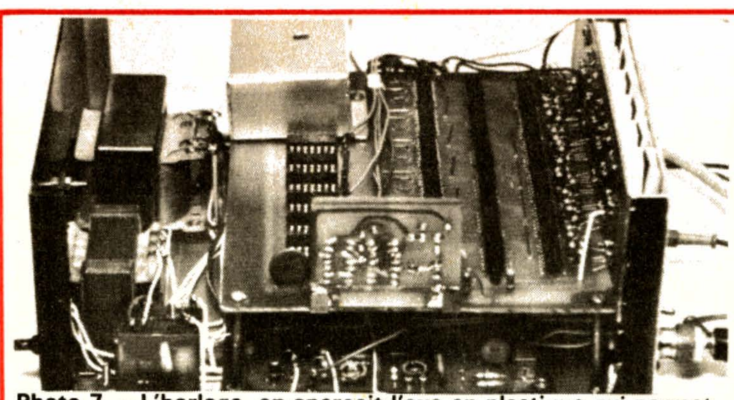


Photo 7. – L'horloge, on aperçoit l'axe en plastique qui permet le réglage de C_{30} lorsque le capot de l'enceinte thermostatée est en place.



Photo 8. – La face avant ; à recopier sur du carton à dessin.

allant du sifflement au battement lorsque vous tournez C_{30}. Le réglage idéal est obtenu lorsque le battement se produit à la fréquence la plus basse possible. Corrigez éventuellement la valeur de C_{31} pour obtenir ce résultat quitte à le supprimer complètement. Retirez ensuite le fil de la borne « 100 kHz » : la base de temps est étalonnée. Positionnez à présent K_1 sur « HF », K_2 sur « Fx », K_3 sur « kHz » et reliez l'entrée HF à un générateur HF. Augmentez progressivement la fréquence tout en retouchant le réglage de Aj_1, vous devez atteindre plus de 30 MHz ce qui est parfaitement honorable. Pour notre part, nous obtenons 38,4 MHz ce qui est excellent.

Procédez de même avec K_1 sur « VHF » et K_3 sur « MHz », le réglage simultané de Aj_2 et de Aj_3 doit vous permettre d'atteindre près de 260 MHz. Sur la maquette, la limite a été atteinte à 272 MHz.

Ici s'achève la mise au point du FPX 2 et il ne nous reste plus qu'à passer en revue ses diverses utilisations avant de clore cette description.

C) Utilisations du FPX 2

La liste des utilisations du FPX 2 que nous vous donnons ci-après n'est évidemment pas limitative. Notre propos est tout simplement de vous familiariser avec le maniement de l'appareil et de vous faire éviter les erreurs de mesures les plus courantes.

Fréquencemètre

La mesure de la fréquence d'un signal peut se faire par prélèvement direct mais il faut veiller alors à ne pas perturber le fonctionnement du montage testé du fait de la présence de capacités parasites telles que celle que présente le câble de mesure et le circuit d'entrée. On a donc intérêt à se servir d'une boucle de mesure constituée de quelques spires de fil isolé reliée aux extrémités du câble et que l'on approche du circuit oscillant sous test. En règle générale, on utilise une boucle de 5 spires en VHF et de 50 spires en HF. Cette méthode est particulièrement adaptée à l'entrée VHF dont l'impédance d'entrée est faible. Comme tout fréquencemètre, le FPX 2 tolère mal les signaux modulés en amplitude ainsi que ceux qui présentent des altérations de forme. C'est le cas, par exemple, des signaux produits par les générateurs BF construits à l'aide des circuits XR 2 206 ou 8 038 dont la commutation interne provoque l'apparition d'une légère suroscillation qui risque d'être détectée par le circuit d'entrée du FPX 2. Dans certains cas, on peut être amené à utiliser un filtre ne laissant passer que la fondamentale. Tel qu'il est décrit, le FPX 2 résiste à des tensions continues de 200 V sur son entrée HF ; par contre, il y aura lieu d'utiliser un atténuateur compensé dès que l'on dépasse 10 V_{cc}, T_1 vous en saura gré. Comme l'impédance d'entrée est normalisée (1 MΩ), rien ne vous empêche d'employer l'atténuateur de votre oscillo.

Périodemètre

Les observations ci-dessus sont, bien entendu, valables pour cette fonction mais il est bien évident qu'elle s'adresse surtout à la mesure des signaux de fréquences basses et moyennes (jusqu'à 10 kHz). En effet, la mesure d'un signal à 100 kHz en « Fx » donne 100 000 Hz soit 6 chiffres significatifs alors que nous n'en obtenons que 3 en position « Px » (10,0 μs). En plus de ses fonctions habituelles, le périodemètre permet d'utiliser le capacimètre décrit dans le N° 1655 et ce n'est pas son moindre avantage.

Impulsiomètre

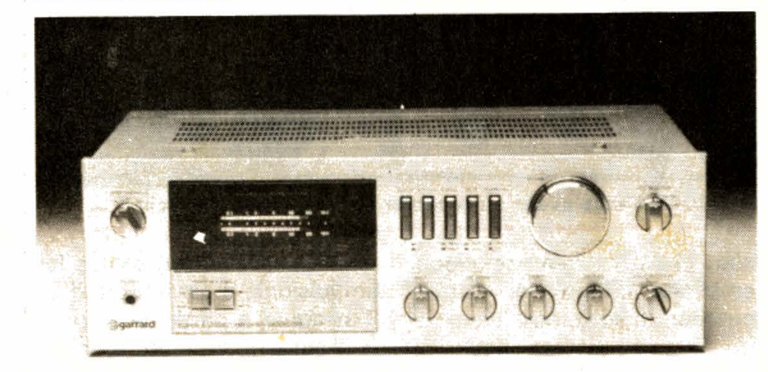
Cette utilisation du FPX 2 est particulièrement intéressante car elle procure à l'appareil la possibilité de mesurer toutes les durées de signaux. Compte tenu de la nature des circuits d'entrée de l'impulsiomètre, nous vous conseillons d'éviter l'introduction de tensions supérieures à 20 V_{cc}. Par ailleurs, il vous sera peut être indispensable de faire précéder le FPX 2 d'un petit ampli si l'amplitude des signaux à mesurer est trop faible pour attaquer correctement les entrées de l'appareil. Dans le cas de signaux à basse fréquence, l'utilisation d'un ampli suiveur construit à l'aide d'un ampli opérationnel vous sera très utile. L'impulsiomètre détectant toutes les impulsions, il est impératif de l'attaquer à partir de signaux « propres ». En effet, la moindre oscillation parasite entraîne la lecture de la durée de celle-ci ce qui contrarie la mesure en cours. Si vous voulez, par exemple, chronométrer manuellement une durée, il est hors de question de réunir IN et la masse par un bouton-poussoir dont les « crachements » rendraient la mesure impossible, mais faire suivre le bouton-poussoir d'un circuit anti-rebonds. Les utilisateurs possibles de l'impulsiomètre sont très nombreuses et vont de la radiocommande à la mesure chronométrique en passant par le réglage des temporisateurs et bien d'autres.

Nous vous recommandons enfin d'employer systématiquement des cordons de mesure dignes de votre FPX 2 (câbles munis de fiches BNC) et de respecter les conditions d'utilisation de l'appareil que nous avons indiquées. Il ne faut en effet, pas oublier qu'en HF et, à plus forte raison, en VHF une mesure correcte ne peut être efficace qu'avec des moyens corrects.

Ici se termine la description du FPX 2 et nous espérons que vous serez nombreux à réaliser cet appareil très performant. Nous souhaitons que les explications que nous avons fournies vous permettront d'en comprendre parfaitement le fonctionnement et restons à l'entière disposition de ceux qui éprouveraient des difficultés.

Ph. WALLAERT

GARRARD : CINQ NOUVEAUX AMPLIFICATEURS ET DEUX TUNERS



La Sté Garrard France vient de présenter sa nouvelle gamme électronique qui comprend :

Cinq nouveaux **amplificateurs** intégrés, modèles A86, A126, A166, A246 et A366, des appareils parfaitement adaptés tant sur le plan de l'électronique que du design. Ils sont montés selon la méthode « Wireless Assembly » qui réduit au minimum les liaisons et connexions internes par fils.

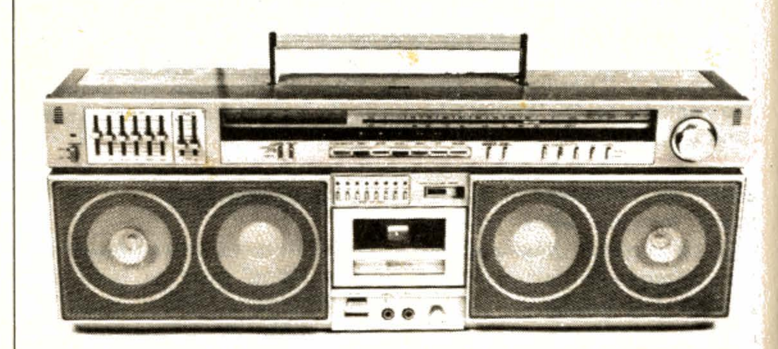
Exceptés les modèles A86 et A 126 qui sont des amplificateurs dotés d'électroniques couventionnelles, les autres amplificateurs de la gamme utilisent des circuits de type Super A qui associent les avantages des classes A et AB – qualité de son, puissances élevées avec une faible perte de chaleur – tout en en supprimant les inconvénients – grande perte d'énergie et distorsion harmonique.

Du point de vue esthétique, les amplificateurs, tout comme les tuners suivent la tendance internationale « Slim line » avec un nouveau toucher des boutons de contrôle.

Deux modèles de **tuner** sont prévus : le T7 L et T 9 L. Tous deux sont équipés du « Notch-Filter » qui élimine l'inconvénient de la sous-porteuse à 19 kHz inhérente à la transmission FM et de trois gammes de longueurs d'ondes : PO – GO – FM.

Le modèle T 9 L possède en plus un indicateur de signal par LED qui facilite le réglage de réception.

LA GAMME PERSONAL DE PIONEER



Il s'agit de 4 portatifs radio-cassettes stéréo qui du plus petit au plus grand se proposent de vous distiller le décibel partout où vous allez, le jour comme la nuit...

Le SK-212L ouvre la marche – c'est, si on peut dire, un maxi mini – Ses dimensions permettent de l'avoir à l'épaule mais sans toutefois négliger l'indispensable écartement des HP... base stéréo oblige. FM/PO/GO/OC. Il comporte une platine à cassette pourvue d'un dispositif d'enregistrement automatique (ALC).

Plus grands, les SK-404L et 606L sont aussi plus puissants (4 W RMS). La partie tuner est FM/PO/GO/OL. La platine à cassette comporte elle aussi le dispositif ALC et un système automatique de recherche de séquence. Sur le SK-606L, réglage séparé des graves et des aigus et horloge/minuterie à quartz à affichage cristaux liquides.

Pour ceux qui veulent une mini-chaîne Hi-Fi portable : le SK-909L avec ses deux enceintes 2 voies + passif intégrées, sa puissance de 2 × 13 W RMS, son tuner FM/PO/GO/OC avec accord par LED, sa platine cassette avec Dolby et position métal, la recherche automatique programmable et son égaliseur graphique et autres raffinements.

LA CAMERA VIDEO COULEUR KC 2123 CONTINENTAL EDISON

Les principales caractéristiques de cette caméra sont :

– Caméra vidéo couleur équipée du tube analyseur « SATICON » haute définition permettant d'obtenir une excellente uniformité des couleurs et un très faible traînage.

– Un système d'optimalisation automatique du faisceau évite les effets de comète lorsque le sujet comporte des points très lumineux.

– Un dispositif de lumière en pluie sur la face sensible du tube « SATICON » permet d'améliorer l'effet de persistance pour les faibles éclairements.

– Une correction verticale des contours contribue à une meilleure résolution des images.



– Cette caméra peut être synchronisée par une autre caméra ou par une source de synchro extérieure réalisant ainsi le mélange d'images.

– Une balance automatique des blancs adapte la caméra selon la température de couleur de la source d'éclairage (2 700 °K - 10 000 °K).

– Diaphragme automatique et gain variable 0 dB - 6 dB - 12 dB permet des prises de vue dans une très large étendue d'éclairement (80 lux - 100.000 lux).

– Position attente (stand by) sur l'interrupteur « Marche/Arrêt » assure un fonctionnement immédiat lors de la remise en marche normale.

– Zoom à commande électrique de rapport 6 - à monture C et position Macro.

– Viseur électronique équipé d'un tube (1,5 pouce) avec affichage électronique des fonctions ; balance des blancs ; état de charge des batteries ; pause ou enregistrement.

TUNERS A.M. F.M.

A AFFICHAGE DIGITAL 9 STATIONS PREREGLEES

(3e partie)

Les figures 30 à 36 donnent les schémas ainsi que les circuits imprimés de l'affichage complet, sauf celui supportant les afficheurs qui est laissé à l'initiative de chacun, selon le type qu'il utilisera, sans oublier que tous les segments identiques doivent être reliés entre eux, l'affichage étant du type multiplexé. L'ensemble affichage est constamment alimenté, l'interrupteur arrêt-marche ne coupant que l'alimentation des tuners A.M. et F.M. Quand cet interrupteur est sur position arrêt, le relais RL_1 est sur position repos et la broche 27 du C.I. est par conséquent à la masse, comutant automatiquement le circuit en position horloge, les interrupteurs à poussoir raccordés en 15 et 16 servent à mettre l'horloge à l'heure, l'un commande l'avance rapide des heures, l'autre l'avance rapide des minutes. Dès que S_1 est mis sur marche, la broche 26 passe à la masse, commutant l'ensemble en position affichage fréquence. Quand nous aurons dit que cet ensemble affiche les heures de 0 à 24, sans qu'il y ait besoin de retoucher les réglages de l'heure dès que l'on repasse de la position affichage fréquence à l'affichage de l'heure, que le pas d'affichage en fréquence est de 100 kHz en F.M. et 10 kHz en A.M., c'est-à-dire qu'un désaccord inférieur à plus ou moins 50 kHz en F.M. et 5 kHz en A.M. ne fait pas changer l'affichage, nous aurons à peu près tout dit. Le seul problème qui risque de se poser est la disponibilité actuelle de ce C.I. sur le marché français. Pour notre part, comme nous l'avons dit au début de cette étude, nous avons pu nous procurer après plusieurs mois d'attente et de nombreuses difficultés un échantillon de ce circuit programmé aux normes U.S. qui sont différentes des normes européennes. L'importateur que nous avons contacté n'a pu nous fournir de délais pour la disponibilité de ce circuit en France, disponibilité qui est subordonnée à une commande minimum de 10 000 pièces auprès du fabricant. Aussi, nous recommandons à ceux des lecteurs qui seraient tentés d'utiliser ce type d'affichage de se renseigner sur sa disponibilité avant d'acheter les divers autres composants entrant dans le montage.

Nous voyons que, dans le cas qui nous occupe, la broche 7 pourra être : soit laissée en l'air, soit mise à la masse, tandis que la broche 6 sera reliée au plus alimentation pour la F.M. et mise à la masse en PO-GO. La broche 9 sert à l'ajustage fin, en fonction de la valeur de la M.F. qui peut varier selon le type de filtres utilisés. Cette broche à la masse correspond à 10,675 MHz et 459 kHz, broche en l'air 10,7 MHz et 460 kHz, enfin broche reliée au plus alimentation 10,725 MHz et 461 kHz. Nous rappelons que les filtres céramiques Murata pour la F.M. sont munis d'un point de couleur qui détermine leur fréquence : bleu = 10,675, rouge = 10,7 et orange = 10,725 MHz ; on programmera donc la broche 9 en fonction du filtre utilisé. En ce qui concerne la valeur M.F. en A.M., nous devons dire que 460 kHz pose des problèmes. Pour notre part nous avons dû essayer plusieurs modèles de ces filtres proposés par divers annonceurs de la revue en 460 kHz avant d'en trouver un qui soit acceptable ; aussi, on sera très prudent à ce sujet et si l'on commande de tels filtres, on émettra des réserves de façon à pouvoir les échanger en cas de besoin s'ils ne correspondent pas à la fréquence donnée. Le transfo M.F. ne pose, en principe, pas de problème, on prendra un modèle 455 kHz dont il est toujours possible de modifier l'accord au moyen du noyau sans que ses performances en soient modifiées. On peut également utiliser des filtres 455 kHz du type Murata SFD 455 D dont la fréquence cor-

Broche 6	Broche 7	Entrée active	Fonction
L	X	OSC1	PO-GO
M	L	OSC2	OC à simple M.F.
M	H	OSC 1-OSC2	OC dble chgt M.F.
H	X	F.M.	F.M.

TABLEAU 1

l'entrée 6 n'est pas couplée = M,
l'entrée 7 n'est pas couplée = H,
l'entrée 7 = X signifie L ou H indifféremment.

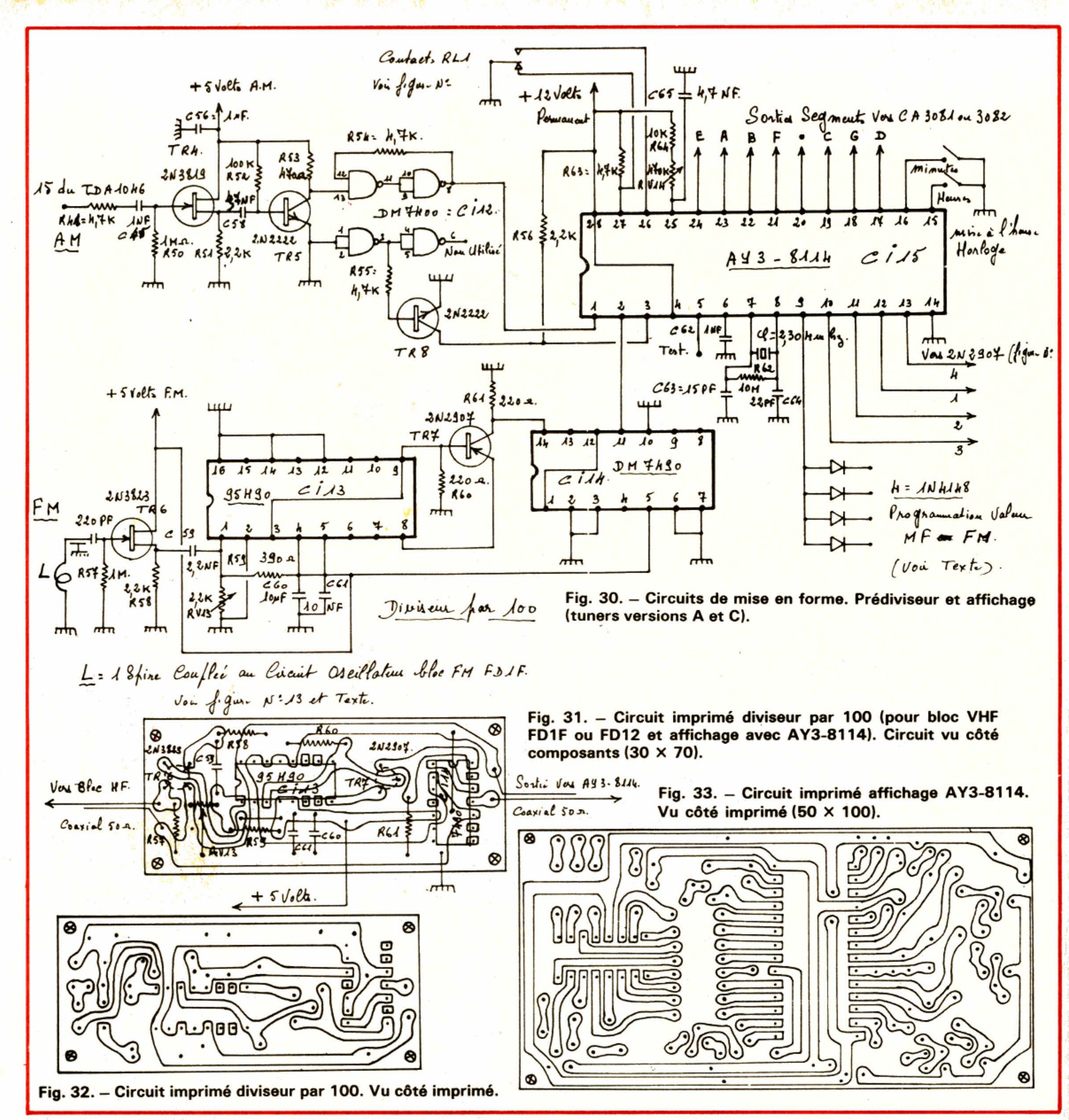


Fig. 30. – Circuits de mise en forme. Prédiviseur et affichage (tuners versions A et C).

Fig. 31. – Circuit imprimé diviseur par 100 (pour bloc VHF FD1F ou FD12 et affichage avec AY3-8114). Circuit vu côté composants (30 × 70).

Fig. 33. – Circuit imprimé affichage AY3-8114. Vu côté imprimé (50 × 100).

Fig. 32. – Circuit imprimé diviseur par 100. Vu côté imprimé.

respond exactement à celle qui est donnée. Dans ce cas, évidemment, la fréquence affichée comportera une erreur de 5 kHz par rapport à la fréquence réelle ; il sera malgré tout possible de rattraper, en partie, cette erreur en décalant légèrement l'oscillateur local et en agissant également sur l'ajustable du quartz. Les broches 10 et 11 sont celles de l'oscillateur entre lesquelles doit être branché le quartz taillé sur 4 MHz la broche 8 est le moins alimentation, correspondant à la masse, tandis que la broche 3 est le plus alimentation qui doit être comprise entre 6 et 11 V maximum, la consommation étant de 30 mA environ. Enfin, les broches 12 à 28 sont celles de sortie vers l'afficheur à cristaux liquides proposé par Siemens et spécialement étudié pour être utilisé avec cet ensemble. Il porte la référence FAN 5132T, comporte cinq chiffres ainsi que les indications kHz et MHz commutées automatiquement selon la fonction en service. Cet afficheur est représenté à la figure 40, il se présente comme une petite plaquette de verre dont la face avant est garnie d'une feuille de plastique polarisante ; les contacts sont assurés par métallisation du verre et correspondent aux sorties du SDA5680. Le problème est la liaison entre les deux, il ne peut être question d'effectuer des soudures sur l'afficheur, le seul mode de

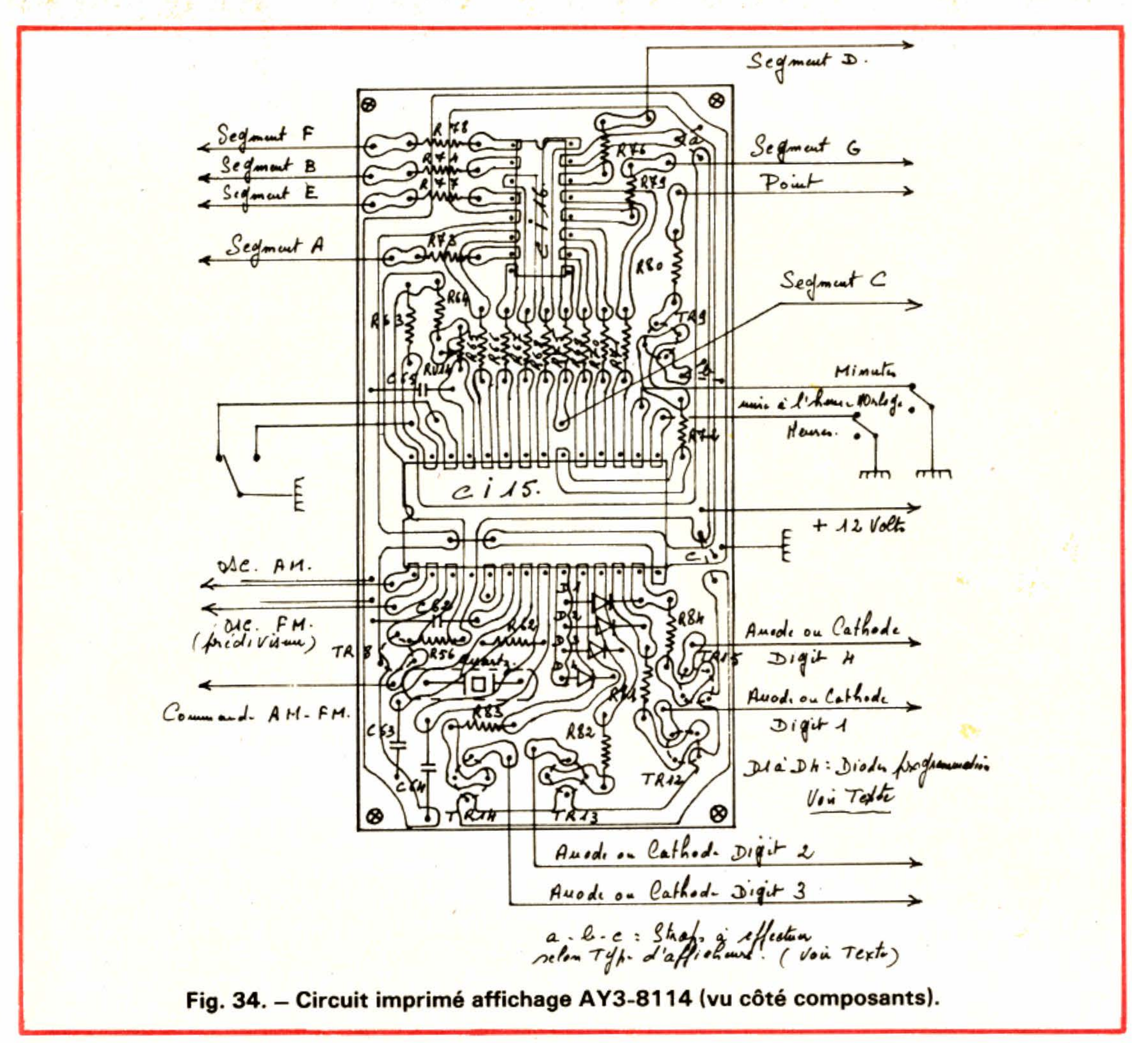


Fig. 34. – Circuit imprimé affichage AY3-8114 (vu côté composants).

liaison possible est la connexion par pression à l'aide d'un contacteur spécial caoutchouté prévu à cet effet, il porte la référence LZ302 ou LZ312 chez Siemens. Les figures 38 à 40 donnent tous les détails de montage de l'afficheur et de son raccordement avec le SDA. On prendra soin de bien faire correspondre les contacts de l'afficheur et ceux de la plaquette imprimée en se souvenant que ce type d'afficheur est très fragile mécaniquement, aussi il faudra serrer modérément les vis d'assemblage de l'ensemble.

L'alimentation de cette version est également modifiée, le relais est supprimé n'ayant plus aucune utilité ici, l'interrupteur arrêt-marche coupe directement le secteur et la tension 5 V de la version A sera ajustée à 10 V au moyen de la résistance ajustable prévue à cet effet. Sur le commutateur S_2, le 10 V prend la place du 5 V et les résistances R_5 et R_6 seront portées de 470 Ω à 1 kΩ, un des inverseurs libres de S_2 servira à commuter la broche 6 du SDA5680 au plus 10 V en F.M. et à la masse en A.M. Toutes ces modifications sont portées sur les figures correspondantes.

La version B est à peu près identique à la version A que nous venons de voir. Le circuit d'affichage est ici un circuit proposé par Siemens sous la référence SDA5680 disponible en France depuis juin 1979. Ce circuit, dont le schéma synoptique est donné à la figure 37, permet d'effectuer à lui seul toutes les opérations en vue de l'affichage direct sur 5 chiffres à cristaux liquides (LCD) des fréquences A.M. et F.M. en fonctionnement multiplexé. Ici, plus besoin du circuit prédiviseur en F.M. ni du circuit de mise en forme en A.M., cet ensemble assurant toutes les fonctions. En F.M. la sortie du circuit de prélèvement attaque directement l'entrée correspondante tandis qu'en A.M. les signaux sont pris directement sur la sortie du transistor T_{15}. Il existe deux versions de ce C.I. qui se différencient dans la programmation par masque de la fréquence intermédiaire, 10,7 MHz et 452 kHz pour la version B, et 10,7 MHz et 460 kHz pour la version A, seule disponible à l'unité.

D'après le schéma, nous voyons que ce circuit ne demande que peu de composants extérieurs. La broche 1 sert à l'ajustage de l'amplitude des tensions de commande de l'affichage, la broche 2 est l'entrée F.M., sa sensibilité est de 100 mV efficaces, résistance d'entrée 500 Ω ; la broche 4 est celle d'entrée OC-PO-GO normale, sensibilité 50 mV efficaces,

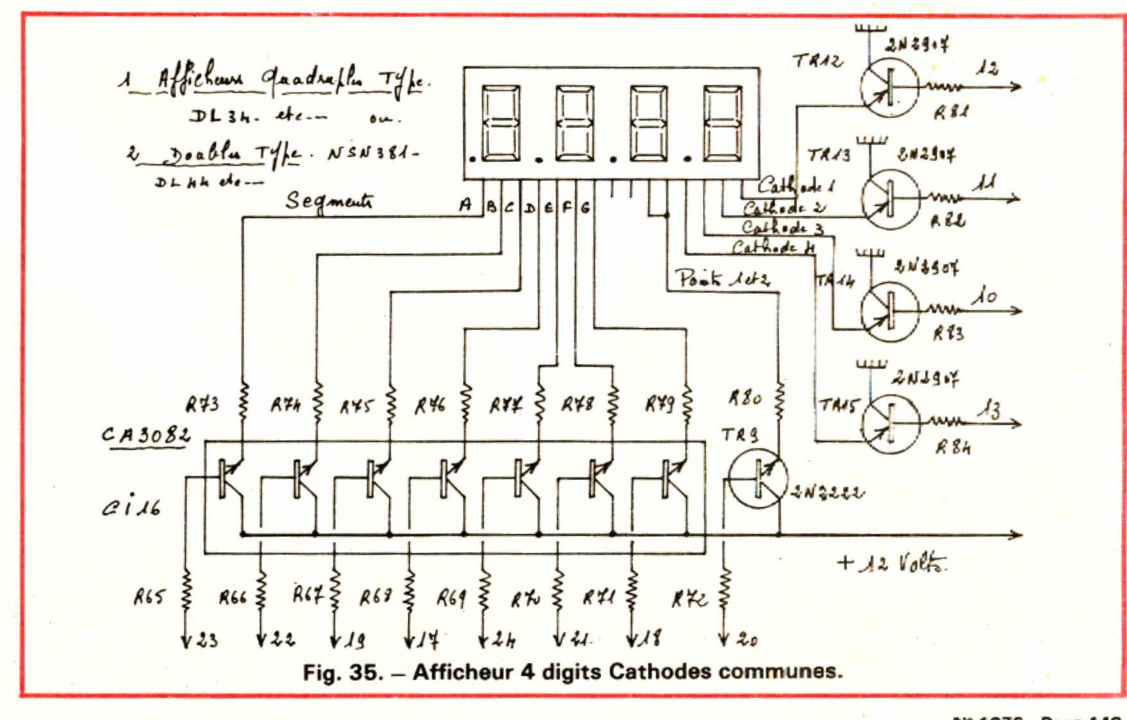


Fig. 35. – Afficheur 4 digits Cathodes communes.

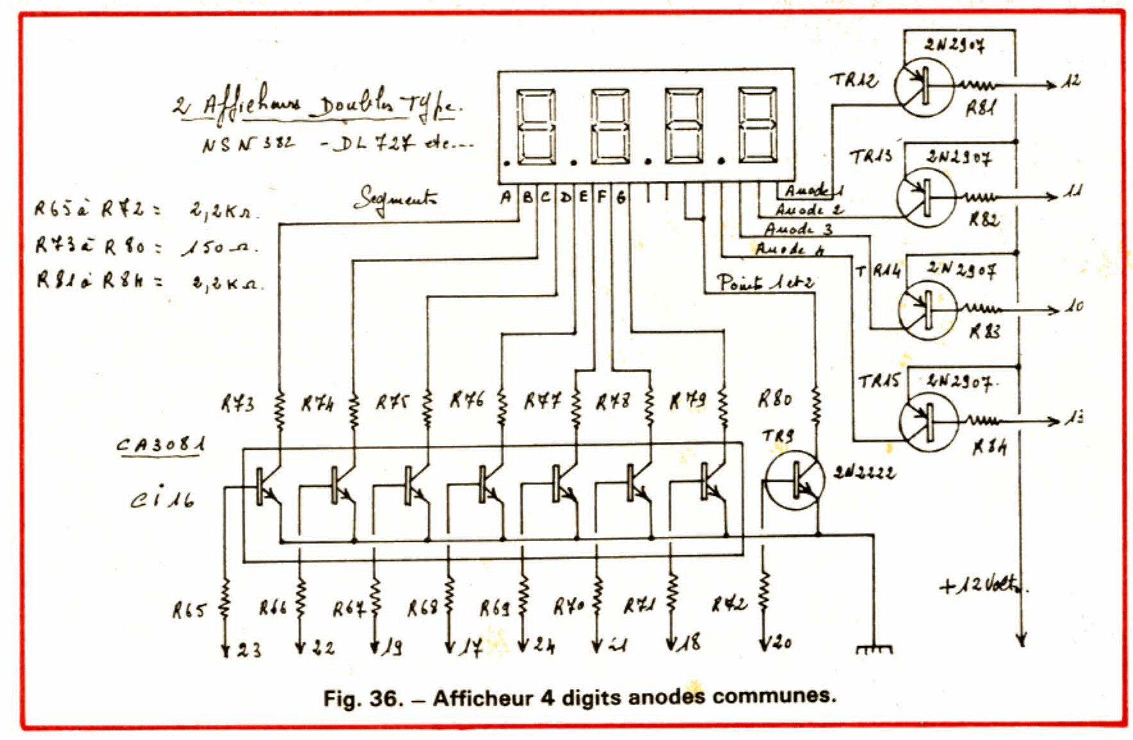


Fig. 36. – Afficheur 4 digits anodes communes.

résistance d'entrée 1 kΩ ; la broche 5 est prévue pour un oscillateur fixe dans le cas d'un double changement de fréquence, les broches 6 et 7 servent à programmer la fonction utilisée selon le tableau 1.

Tuners versions C et D

Les versions C et D sont identiques à celles que nous venons de voir en ce qui concerne l'affichage et la partie A.M., seule la partie F.M. est différente. Pour ces deux versions, nous avons fait appel au sélecteur H.F., type FD11, proposé également par R.T.C. et dont le schéma est donné à la figure 41.

Cet ensemble ne comporte pas moins de cinq circuits accordés par des doubles diodes à capacité variable. L'antenne est branchée aux bornes 3 et 4 correspondant au circuit d'entrée L_1, l'impédance d'entrée est de 75Ω asymétrique, la sélectivité H.F. est effectuée par un filtre de bande à deux circuits accordés L_2 et L_3. L'ampli H.F. comporte un transistor à effet de champ M.O.S. à double grille, le gain de cet étage peut être commandé par la C.A.G. appliquée à la borne 1. Un deuxième filtre de bande également à deux circuits accordés L_5 et L_6 est inséré entre l'étage H.F. et le mélangeur qui fait appel à un circuit intégré comprenant un mélangeur multiplicatif. Le signal FI disponible sur les broches de sortie du C.I. est appliqué à un filtre de bande accordé sur 10,7 MHz, la largeur de bande est de 300 kHz à 3 dB, le réglage du filtre est accessible au moyen des noyaux de L_8 et K_1 et le signal de sortie disponible sur les bornes 9 et 10 sous une impédance de 330 Ω au couplage critique.

Le circuit oscillateur est de

Fig. 37. – Circuit d'affichage à cristaux liquides (schéma synoptique pour tuner, versions B et D) d'après Siemens.

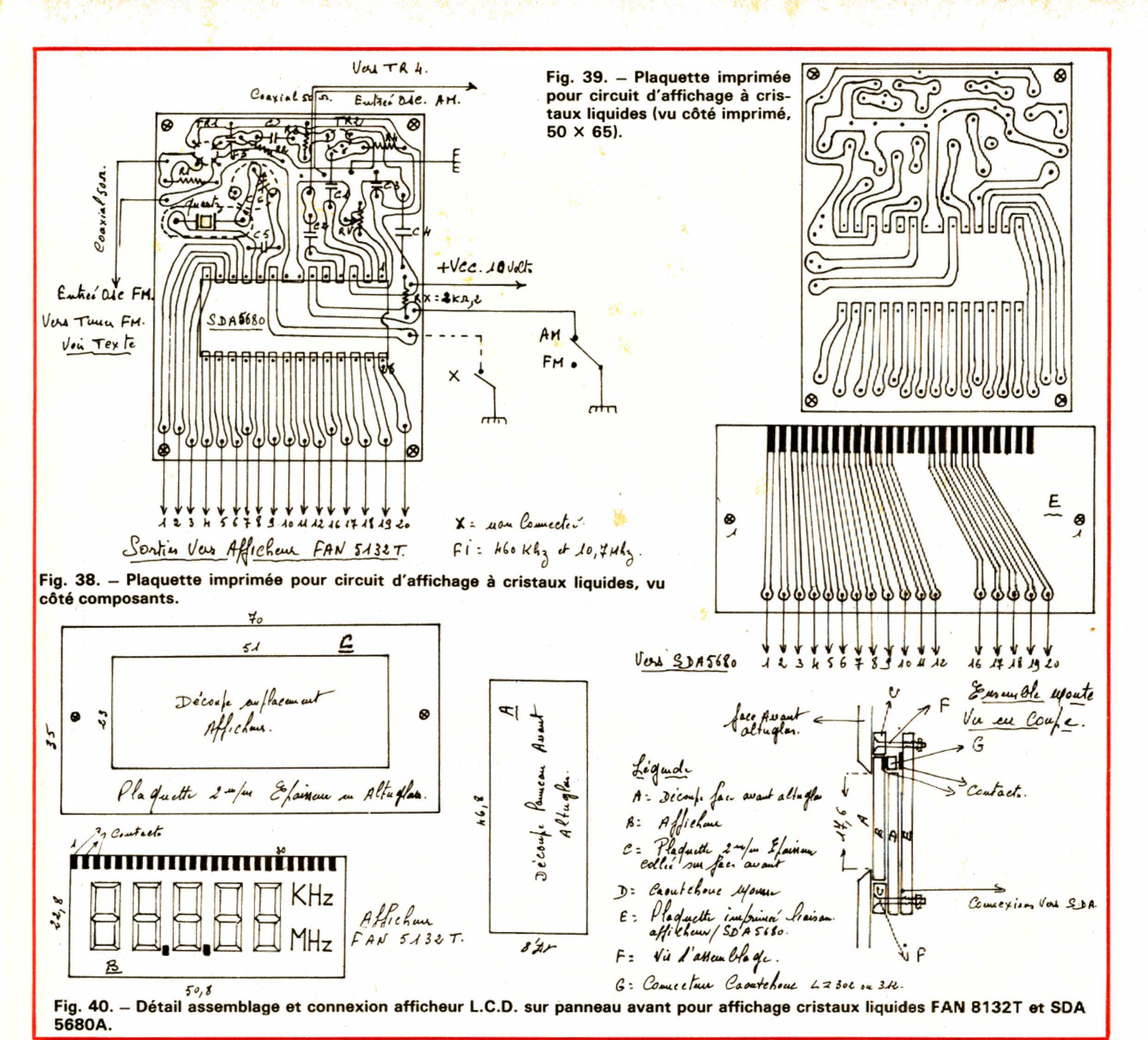


Fig. 39. – Plaquette imprimée pour circuit d'affichage à cristaux liquides (vu côté imprimé, 50 × 65).

Fig. 38. – Plaquette imprimée pour circuit d'affichage à cristaux liquides, vu côté composants.

Fig. 40. – Détail assemblage et connexion afficheur L.C.D. sur panneau avant pour affichage cristaux liquides FAN 8132T et SDA 5680A.

conception classique (oscillateur Clapp) mais particulièrement étudié pour réduire au minimum les dérives en fréquence, c'est ainsi que la variation de température est compensée par le choix des condensateurs de réaction du circuit accordé, la variation de la tension d'alimentation par une régulation par diodes Zener, enfin, les doubles diodes d'accord des circuits sont alimentées à travers un transistor monté en collecteur commun. Les signaux de l'oscillateur sont appliqués au circuit intégré convertisseur par l'intermédiaire de C_{35} et C_{41}. La tension de C.A.G. est obtenue à partir du signal de sortie FI. Après redressement et filtrage, la tension obtenue (variable selon le niveau du signal d'entrée) est amplifiée par un transistor et disponible à la borne 7. En reliant cette borne à la borne 1, la C.A.G. se trouve appliquée à la deuxième grille du transistor H.F. par l'intermédiaire de R_1, en déconnectant les bornes 7 et 1, la C.A.G. est supprimée et le gain est alors maximum, on peut également appliquer une C.A.G. externe sur la borne 1.

Enfin, le signal de l'oscillateur est également transmis par une capacité de faible valeur à la base d'un transistor chargé de l'amplifier afin de l'amener au niveau requis par le diviseur par 4 GXB 10 131, circuit intégré en technologie ECL comprenant une double bascule maître-esclave du type D. Les signaux divisés par 4 sont disponibles en opposition de phase sur les bornes de sortie 19 et 20 avec un niveau de 650 mV crête-à-crête, il est possible de mettre hors-service le prédiviseur en reliant la borne 18 de remise à zéro à la borne 17 alimentation 5 V.

Les caractéristiques principales de ce sélecteur sont les suivantes :

Tension d'alimentation :

VB1 - borne 6 - 20 V, 20 à 39 mA maximum.

VB2 - borne 14 - 30 V, 0,15 à 1,5 mA

VB3 - borne 17 - 5 V, 80 mA

Tension d'accord VA = 8,5 à 27 V

Température de fonctionnement + 10 à + 50 °C

Gamme de fréquences pour VA 3,8 (+ – 0,5 V) à 27 (+ – 1,2 V) de 87,5 à 108 MHz.

Fréquence intermédiaire : 10,7 MHz précision de la fré-

Fig. 41. – Schéma de principe sélecteur FM : FD11 (Doc RTC).

Fig. 42. – Schéma du tuner FM. Version C, D. E.

quence centrale du filtre F.I. + – 100 kHz.

Résistance de charge de sortie pour un couplage critique du filtre FI 330 Ω

Largeur de bande FI à 3 dB = 300 kHz + – 30 kHz

Gain en tension avec RL330 Ω = 40 dB

Plage de la C.A.G. 50 dB

Facteur de bruit avec R antenne 75 Ω inférieur à 6 dB.

Atténuation de la fréquence image supérieure à 90 dB.

Admissibilité d'entrée : tension d'antenne entraînant une variation F_0 OSC de 5 kHz pour R, antenne 75 Ω supérieure à 120 dB/μV

Variation de la fréquence de l'oscillateur entre les deuxième et trentième secondes après la mise en marche : inférieure à 15 kHz.

Variation fréquence OSC pour une variation de température de 15 à 35 °C : inférieure à 2 kHz.

Variation de la fréquence oscillateur pour une variation de tension de 1 V : inférieure à 5 kHz.

Amplificateur M.F.

Détection, préampli, etc.

A la suite du sélecteur H.F. que nous venons de décrire nous trouvons tout d'abord le circuit intégré μA753 utilisé dans les précédentes versions, ce préampli M.F. est lui-même suivi non plus du LM 3089 comme précédemment mais d'un nouveau circuit proposé par Siemens, le TDA1047 assurant les mêmes fonctions mais beaucoup plus récent et dont les performances sont améliorées, nous ne donnerons pas le schéma de ce C.I. celui-ci étant à peu près identique au précédent. Il comporte huit étages amplificateurs et limiteurs, un démodulateur symétrique multiplicatif à coïncidence, un circuit pour l'affichage du champ H.F., un circuit de suppression du souffle entre les émetteurs dont le seuil de sensibilité est ajustable dans une plage de 40 dB de tension d'entrée, un circuit de contrôle automatique de l'accord (C.A.F.) avec possibilité de mise hors service automatique et réenclenchement temporisé et enfin un circuit de commande du décodeur stéréo.

Les broches 16, 17 et 18 sont les broches d'entrée F.I., les signaux sont appliqués à la broche 18, la résistance de 300 Ω assure l'adaptation d'impédance sortie filtre céramique – entrée C.I., sur la broche 15 nous trouvons la tension de commande du squelch dont une partie plus ou moins importante est appliquée à la broche 13 par l'intermédiaire de P_1 réglant l'efficacité du squelch qui se trouve supprimé lorsque le curseur de P_1 est à la masse. Sur la broche 14 nous trouvons une tension continue proportionnelle à l'intensité du champ disponible à l'antenne, c'est à cette broche qu'est raccordé la microampèremètre indicateur de niveau H.F. La broche 12 est celle du + alimentation, tandis que la broche 1, correspondant au –, est reliée à la masse. En 8 et 11 nous avons les sorties des étages limiteurs tandis qu'en 9 et 10 doit être raccordé le circuit LC de déphasage qui est pratiquement identique à L_2 utilisé avec le LM3089 et dont nous avons vu la fabrication lors de la description des versions précédentes. Les condensateurs placés entre les broches 8, 9 et 10, 11 permettent d'ajuster l'amplitude des signaux aux bornes du circuit LC, amplitude qui doit être de 500 mV crête à crête environ. La broche 7 est la sortie B.F. sur l'émetteur d'un transistor alimenté par un courant constant, le niveau B.F. est de 300 mV efficaces pour une tension de 10 mV sur l'entrée du circuit intégré. La broche 6 permet de réduire le bruit de fond entre les diver-

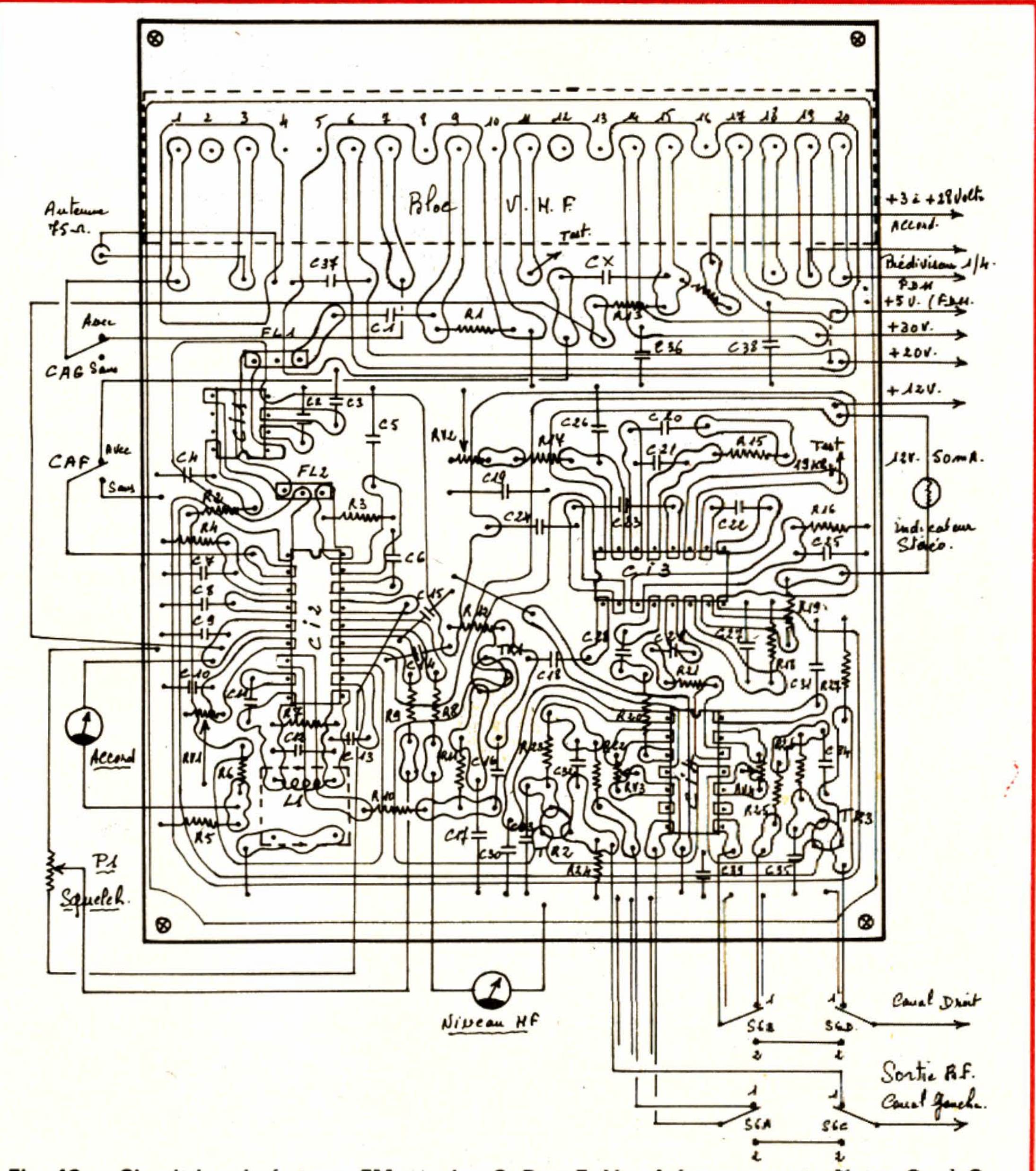


Fig. 43. – Circuit imprimé, tuner FM, version C, D et E. Vu côté composants. Note : C_{36} à C_{38}, 0,1 μF. Broches 19-20 : non utilisées avec FD 12. 6 - 17 strappées avec FD 12 (5 V supprimé). S6 A à D : filtres : 1 avec, 2 sans. Pour utilisation d'un CA 3076 (CI 1), modifier circuit imprimé selon figure 53.

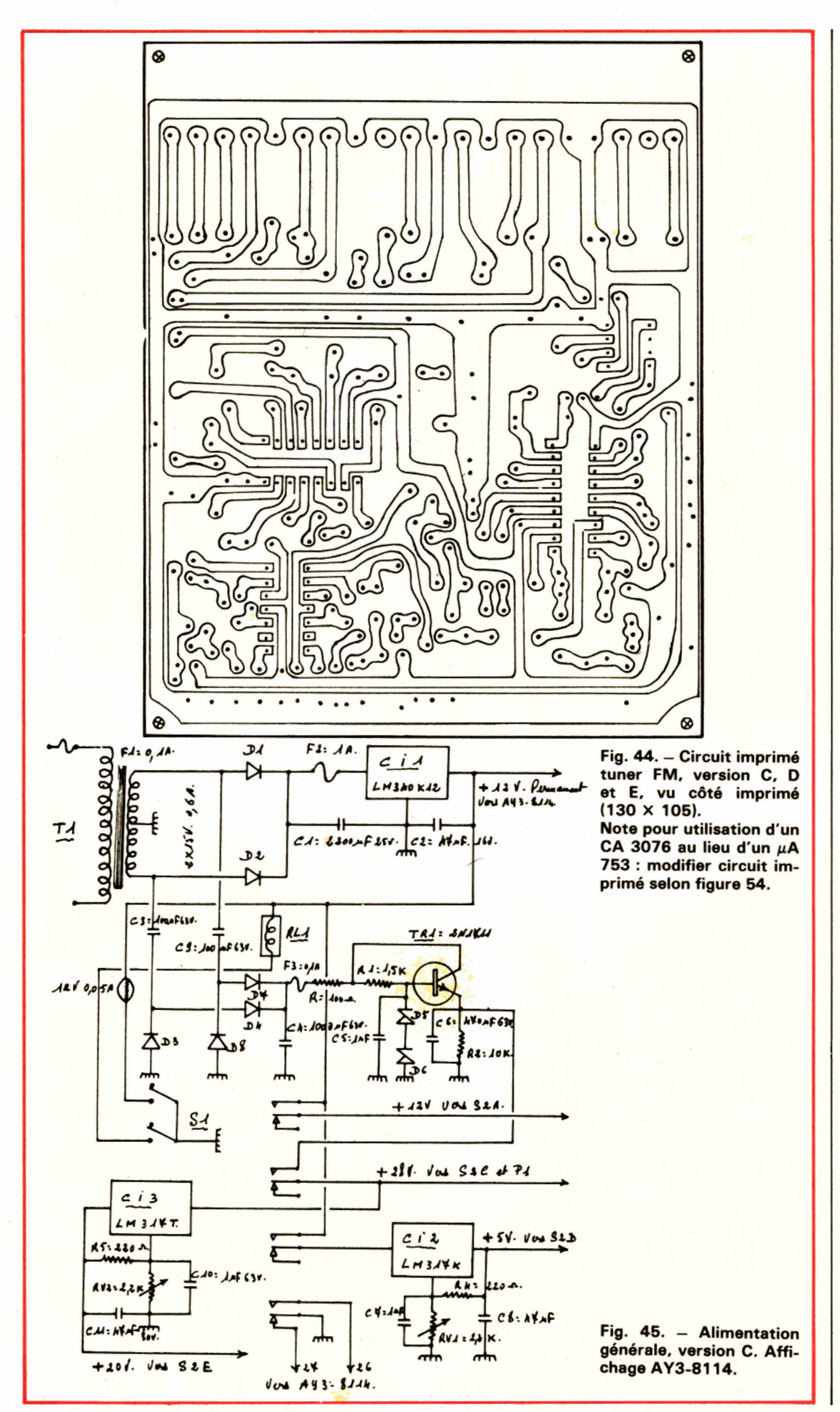


Fig. 44. – Circuit imprimé tuner FM, version C, D et E, vu côté imprimé (130 × 105).
Note pour utilisation d'un CA 3076 au lieu d'un µA 753 : modifier circuit imprimé selon figure 54.

Fig. 45. – Alimentation générale, version C. Affichage AY3-8114.

ses stations, lorsque le squelch est enclenché, le niveau est ajustable selon la valeur de la résistance placée entre le + alimentation et cette broche, plus la résistance est grande, plus le niveau de souffle est faible. La broche 5 est la sortie d'un générateur de courant utilisable pour la C.A.F. et pour un galvanomètre à 0 central indicateur d'accord. La broche 4 sert à déconnecter la B.F. lors d'un désaccord de fréquence, la broche 3 commandant la constante de temps de cette déconnexion qui est de 1 s pour R = 100 kΩ et C = 10 nF. Enfin la broche 2 supprime l'action de la C.A.F. par sa mise à la masse. La tension d'alimentation doit être comprise entre 4 et 18 V maximum pour une consommation moyenne de 12 mA. Nous ne donnerons pas ici les diverses caractéristiques de ce circuit, ceux qui seraient intéressés par celles-ci se reporteront à la fiche technique Siemens fournie en pincipe avec le TDA1047.

Schéma complet de l'ensemble

Le schéma complet des versions C et D de ce tuner est donné à la figure 42 où nous retrouvons les circuits que nous venons de décrire et certains circuits déjà utilisés dans les versions précédentes dont certains montés de façon différente. C'est ainsi que le LM382 monté précédemment entre le LM3089 et le LM1800 a été supprimé du fait que le TDA1047 a un niveau de sortie B.F. nettement supérieur à celui du LM3089, de ce fait, l'utilisation d'un préampli B.F. supplémentaire avant d'attaquer le décodeur ne se justifiait plus, par contre, nous avons ajouté un transistor BC109 monté en filtre actif chargé de supprimer les fréquences supérieures à 60 kHz. Le LM1800 est monté comme précédemment et nous retrouvons notre LM382 à sa sortie, il

est chargé d'amener les signaux B.F. au niveau optimum, afin d'attaquer l'ampli B.F. dans les mêmes conditions que les autres sources raccordées sur cet ampli. Le montage du LM382 a été effectué de façon à ce que le gain des deux amplis qu'il comporte soit ajustable séparément au moyen des résistances ajustables RV_3 et RV_4 dans un rapport de 0 à 5. A la sortie de ces amplis nous retrouvons nos filtres actifs commutables, constitués des transistors BC109 TR_2 et TR_3 permettant d'éliminer, comme précédemment, les fréquences supérieures à 16/17 kHz.

Les figures 43 et 44 représentent le circuit imprimé vu côté composants et côté imprimé. L'alimentation est également modifiée de façon à avoir en plus des tensions précédentes, une tension de 20 V nécessaire à la tête H.F. FD11. Cette tension est obtenue à partir du 30 V par l'intermédiaire d'un circuit intégré LM317, afin de ne pas déséquilibrer le transfo d'alimentation, le courant demandé étant beaucoup plus important que pour les versions précédentes, nous avons effectué un montage doubleur sur les deux alternances. Les figures 45 à 48 donnent toutes les indications nécessaires à ce sujet. Comme pour les précédentes versions, on effectuera les straps prévus selon le type d'affichage et l'on procédera à l'ajustage des tensions 5 ou 10 V et 20 V au moyen des résistances ajustables RV_1 et RV_2. Enfin, le circuit prédiviseur lui-même est modifié, en ce qui concerne la version C, du fait que nous avons déjà un prédiviseur par 4. Le 95H90 est supprimé. Les figures 49 à 51 donnent toutes les indications du mouveau circuit prédiviseur qui fait appel à deux DM7490 montés en diviseur par 5, ce qui nous donne au total une division par 100. Un amplificateur à transistors amène les signaux de sortie du prédiviseur par 4 au niveau nécessaire pour attaquer correctement le premier diviseur par 5.

Dans la version D, ce que nous avons dit pour la ver-

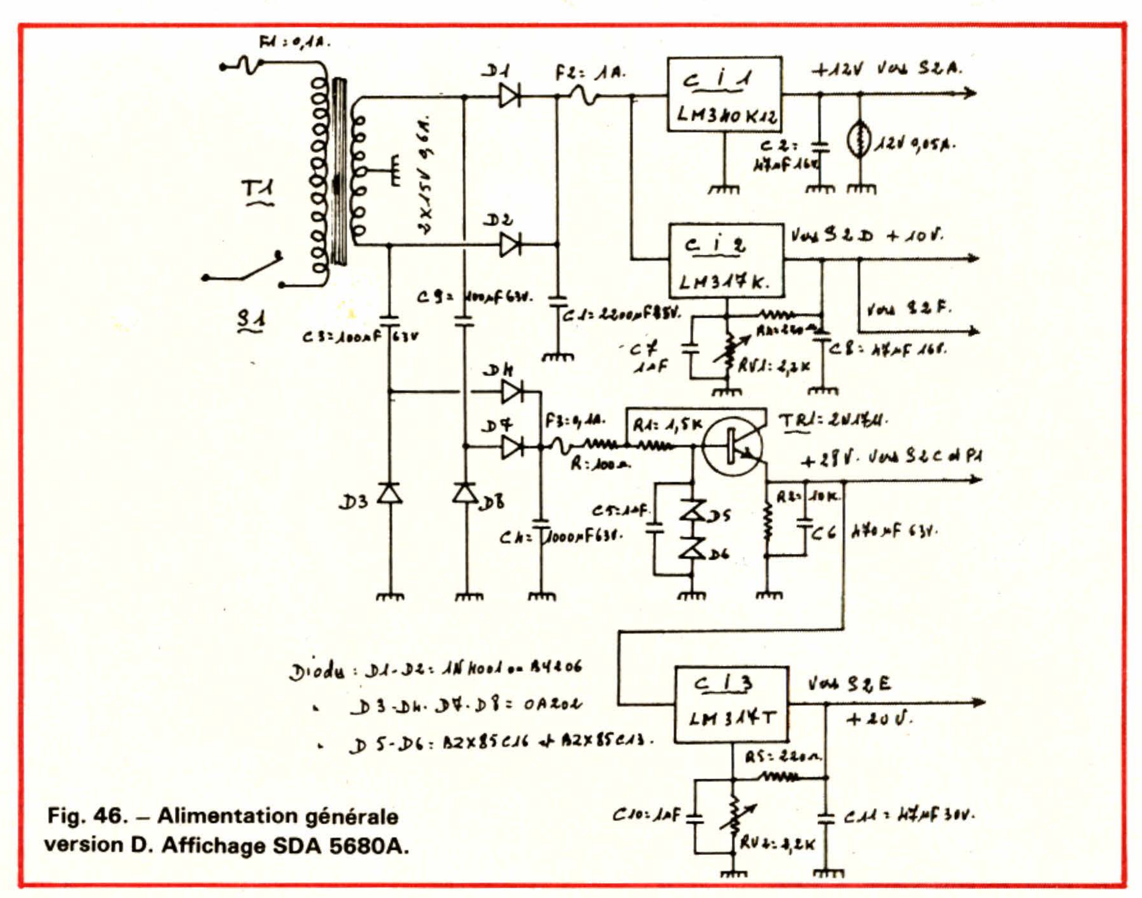


Fig. 46. – Alimentation générale version D. Affichage SDA 5680A.

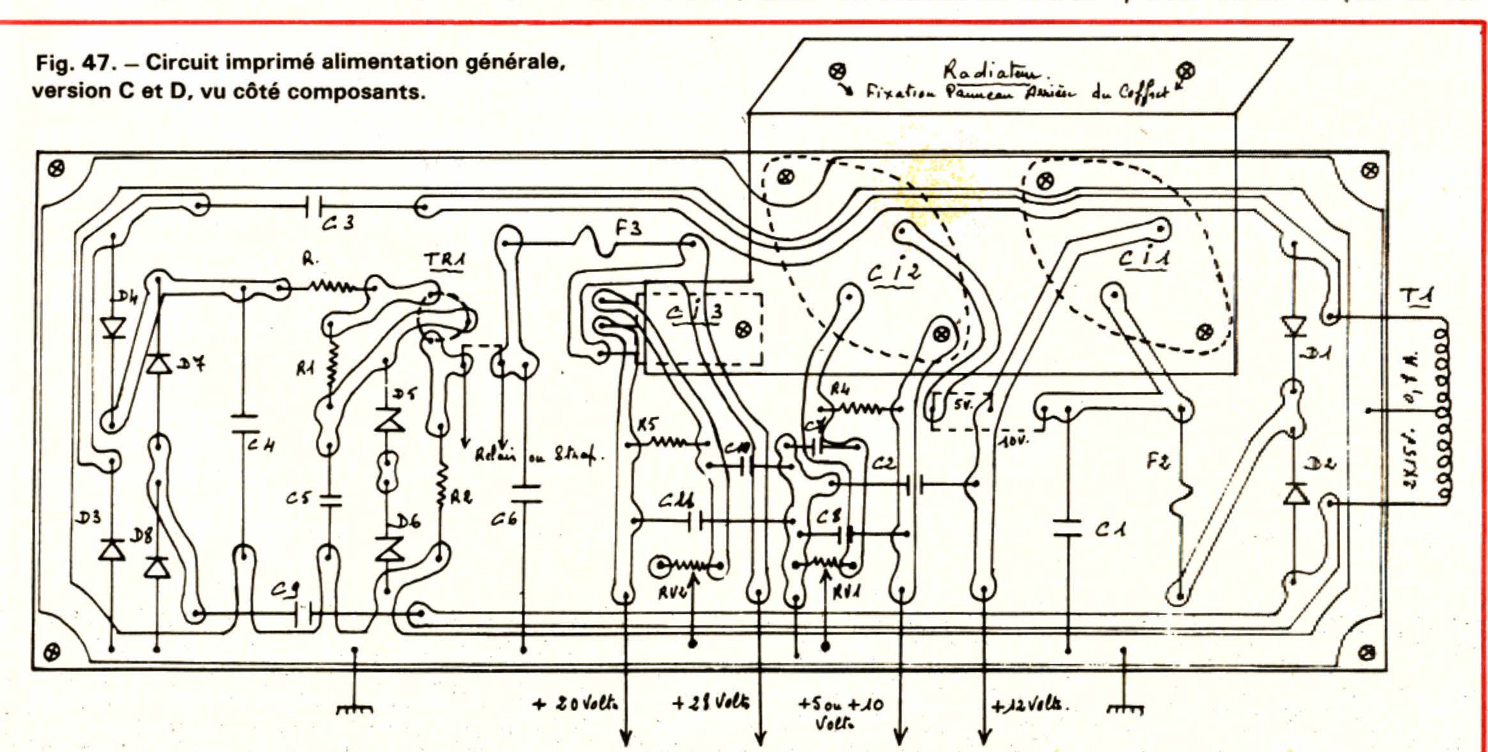


Fig. 47. – Circuit imprimé alimentation générale, version C et D, vu côté composants.

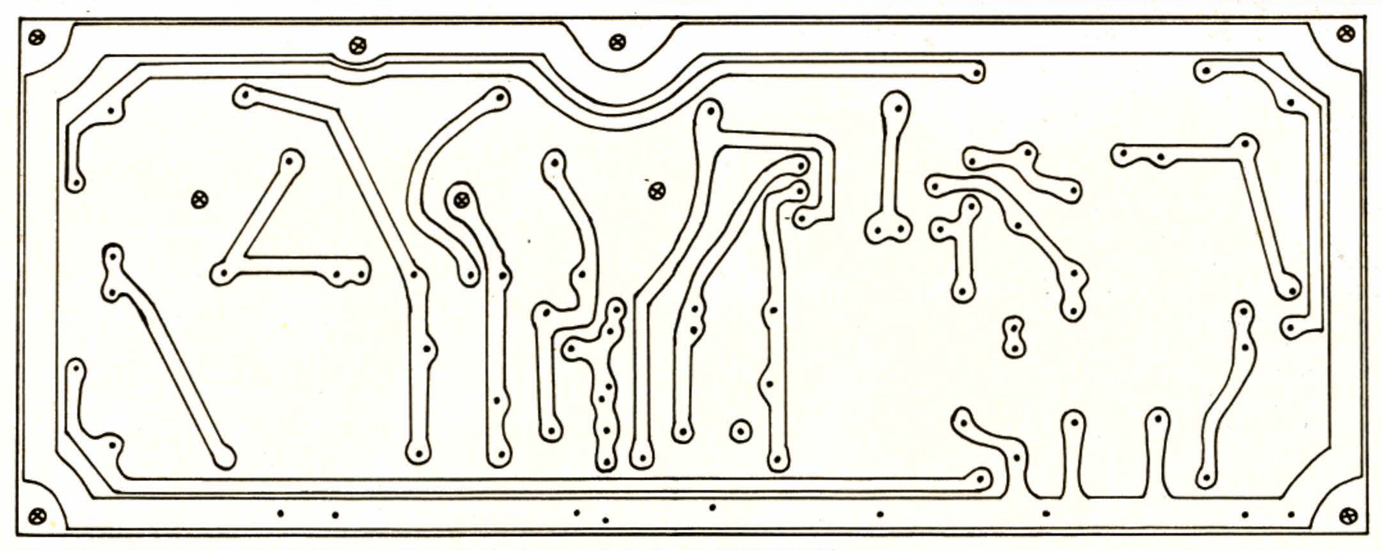


Fig. 48. – Circuit imprimé alimentation générale, vu côté circuit (180 × 70).

Fig. 49. – Diviseur par 25 pour bloc HF-FD11, et affichage avec AY3-8114.

Fig. 51. – Circuit imprimé diviseur par 25, vu côté imprimé (50 × 25).

Fig. 50. – Circuit imprimé diviseur par 25, vu côté composants.

Fig. 52. – Schéma d'utilisation d'un CA 3076 en remplacement d'un μA 753.

Fig. 53. – Modification circuit imprimé, vu côté composants (pour utilisation d'un CA 3076).

Fig. 54. – Circuit imprimé modifié (vu côté imprimé) pour utilisation d'un CA 3076.

Fig. 55. Brochage et schéma interne du CA 3081 (émetteur commun).

Fig. 56. – Brochage et schéma interne du CA 3082 (collecteur commun).

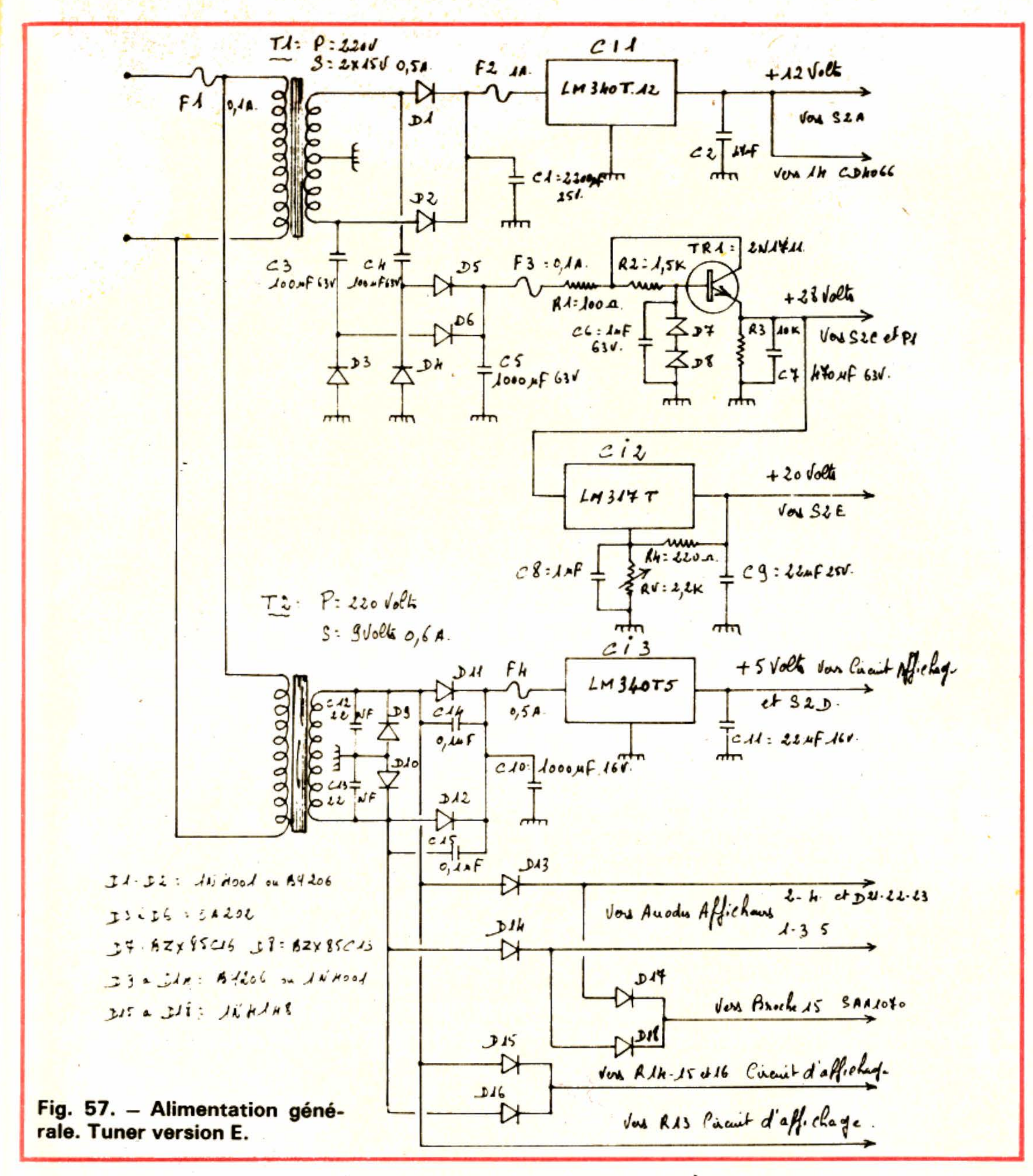


Fig. 57. – **Alimentation générale. Tuner version E.**

sion B reste valable en ce qui concerne la partie A.M., pour la partie F.M., le prédiviseur par 4 n'est pas utilisé, il faudra couper les connexions imprimées allant aux broches 16 et 1 du GXB10 131, on mettra une résistance de 3,3 Ω 1/2 V entre les broches 6 et 17 du sélecteur H.F. et une diode zéner de 5,6 V entre la borne 17 et la masse, cathode côté borne 17, de façon à alimenter le transistor BF199. On raccordera ensuite au moyen d'un câble coaxial l'entrée F.M. du SDA5680 au condensateur C_{37} après avoir déconnecté celui-ci de la broche 11 du GXB10 131.

Il est également possible de remplacer le FD11 par le tout nouveau sélecteur H.F. FD12 qui est pratiquement semblable au précédent mais ne comporte pas de circuit prédiviseur. Dans ce cas on utilisera, pour la version C, le prédiviseur par 100, déjà décrit pour la version A, que l'on raccordera à l'aide d'un câble coaxial à la sortie prévue sur le FD12 et pour la version D la sortie du FD12 attaquera directement le SDA5680.

Tuner version E

La version E de notre tuner diffère peu de la version D sauf en ce qui concerne le circuit d'affichage qui fait appel à un tout nouveau circuit proposé par la R.T.C. A notre avis cette version du tuner représente ce qu'actuellement un amateur peut espérer construire de mieux dans ce type de matériel. Voyons les diverses modifications apportées par rapport aux versions précédentes. La tête H.F. FD11 est remplacée par la nouvelle tête FD12 identique à la précédente quant aux performances mais ne comportant pas de circuit prédiviseur dont nous n'avons pas besoin pour cette version. Les broches 19 et 20 ne sont pas raccordées tandis que les broches 6 et 17 sont toutes deux reliées au + 20 V. La sortie de l'oscillateur local pour le circuit d'affichage est effectuée sur une prise coaxiale ce qui facilite son raccordement vers le prédiviseur.

Une deuxième modification consiste à remplacer l'excellent µA753 par un CA3076 qui, à notre avis, donne des performances supérieures, le schéma équivalent est donné sur la figure 52 tandis que les figures 53 et 54 représentent les modifications à effectuer sur le circuit imprimé. Le seul problème qui risque de se poser sera de se procurer ce circuit intégré assez difficile à trouver. Ce C.I. ne comporte pas moins de quatre étages amplificateurs limiteurs et une double régulation interne de l'alimentation. Le gain est supérieur à 40 dB, tandis que la limitation s'effectue à partir d'un signal d'entrée de 50 µV. Dans le montage proposé, la tension de sortie atteint 10 mV pour un signal d'entrée de 50 µV soit un gain de 46 dB avec une bande passante de plus de 250 kHz à – 3 dB. Le reste du tuner F.M. est identique à la version D.

Sur la partie A.M. on supprimera le transistor TR_5 ainsi que le circuit intégré TTL CI_{12} qui le suit, le signal de commande du prédiviseur étant pris directement sur le condensateur de 4,7 nF raccordé sur la source de TR_4. Enfin pour terminer l'alimentation dont le schéma est donné à la figure 57 tandis que les figures 58 et 59 donnent le circuit imprimé correspondant. Nous voyons qu'il s'agit ici d'une alimentation tout à fait différente de celles des versions précédentes du fait du système d'affichage utilisé ici. Pour cette alimentation nous utilisons deux transfos, le premier nous fournit, après régulation, les tensions positives 12, 20 et 30 V nécessaires au tuner, son montage est à peu près le même que celui de la version D. Le deuxième transfo nous fournit le 5 V, régulé, nécessaire au prédiviseur et au circuit d'affichage ainsi que les deux tensions de 9 V alimentant les afficheurs.

(A suivre)

J. ABOULY

LE IVᵉ FESTIVAL VIDEO DE TOKYO



De gauche à droite : M. Dubreuil, Relations publiques, MM. Nakao et Moskowski, directeurs généraux de JVC Vidéo France.

Le IVᵉ Festival de réalisations vidéo organisé à Tokyo par J.V.C. a mis, cette année encore, la participation française à l'honneur.

Au niveau du nombre d'œuvres présentées d'abord, puisque la France vient en 3ᵉ position, derrière le Japon et les U.S.A., avant la Grande-Bretagne. Ensuite, parce que deux œuvres françaises figurent au palmarès :

– Mention Spéciale pour « Les Toto-Logiques » de Patrick Bousquet et Michel Jaffrennou.

– Prix Spécial du Jury pour « l'Entr'Aperçu » de Robert Cohen.

De plus, J.V.C. Vidéo France, devant la qualité du travail présenté par les vidéastes français, a décerné un Prix Spécial à Ph. Boulanger, Y. N'Guyen et G. Goldman pour « Nina Hagen » et deux distinctions à Bénédicte Delesalle et Marie-Ange Poyet pour « Urban Sax à Venise » et à Philippe Truffault pour « Numbers ».

C'est au cours d'une soirée, qui a rassemblé plus de 800 personnes du monde de la vidéo, le 1ᵉʳ décembre 1981, au Captain Vidéo, que MM. Moskowski et Nakao, directeurs généraux, et M. Dubreuil, Relations Publiques de J.V.C. Vidéo France, ont remis les prix aux lauréats.

Les œuvres françaises primées, ainsi que le Grand Prix et les Prix d'Excellence, ont ensuite été projetées sur le grand écran de Captain Vidéo.

L'INTEGRALE D'APPLICRAFT



Applicraft, c'est une marque lancée par les « Applications Rationnelles », le fabricant de la célèbre petite perceuse bleue que tout modéliste ou tout amateur d'électronique possède ou doit posséder !

L'intégrale est un nouveau modèle de perceuse. D'un diamètre de 38,5 mm elle est aussi puissante que la P5. Son moteur peut être alimenté de 12 à 20 V, ce qui lui permet d'absorber 83 W et de tourner à 16 000 t/mn.

Elle est équipée d'un mandrin à trois mors permettant d'accepter un outil de 0,4 à 3,2 mm de diamètre.

Une pièce de matière plastique permet une bonne tenue en main.

L'interrupteur est protégé mécaniquement.

Le mandrin peut être remplacé par un jeu de pinces en acier (pinces américaines) permettant une fixation plus précise de petits outils.

Nous avons pu essayer cette perceuse, moins chère et aussi puissante que la P5, et nous n'avons pas été surpris de retrouver les qualités de la famille. Il lui faut tout de même une alimentation sérieuse ; dans ces conditions, elle n'hésitera pas à percer des pièces d'acier...

Elle s'adapte parfaitement à plusieurs des supports de la gamme.

Autre avantage, elle est orange et noire et se détache donc parfaitement sur fond de composants !

Si votre petite bleue commence à prendre de l'âge et du jeu, passez à la puissance supérieure.

Dernier détail, cette perçeuse est fabriquée en France.

Le nom d'Intégrale nous laisse penser à une suite ; ce que nous souhaitons, c'est en particulier une scie sauteuse plus pratique que celle qui s'adapte sur les P5. Une affaire à suivre.

REVENDEURS : PROTEGEZ DES VOLEURS VOS TETES DE PICK-UP

Un nouveau dispositif anti-vol protégeant les coûteuses têtes de pick-up faisant partie de la présentation dans les magasins de chaînes Hi-Fi a été mis au point par le spécialiste de la protection, Voltumatic Limited de Coventry, en Angleterre, et est maintenant commercialisé en France par Etalagire, de Chavenay.



Ce dispositif appelé le Protecteur Volumatic de têtes de pick-up est exécuté en matière plastique incolore ; il se présente sous la forme de deux moitiés semi-circulaires fixées autour du bras du pick-up, près de la pointe de lecture. Il couvre la vis de fixation et empêche donc les voleurs éventuels d'enlever la cartouche de la tête du pick-up.

INITIATION A LA micro-informatique

IL y a quelque temps, le Haut-Parleur publiait un sondage destiné à nous faire mieux connaître vos désirs et ce que vous souhaitiez trouver dans le journal. Après dépouillement de celui-ci, il s'est avéré que vous étiez très nombreux à nous réclamer des articles d'initiation à la micro-informatique ; article que nous allons donc commencer à publier à compter de ce numéro et que vous retrouverez chaque mois jusqu'à ce que vous soyez à même de « voler de vos propres ailes ».

Nous allons essayer de rendre ces articles accessibles à tous et réduire au minimum les notions préalables nécessaires pour en aborder la lecture ; nous nous abstiendrons en particulier, au début de cette série, de tout développement trop poussé, quitte à y revenir par la suite. Nous demandons à nos amis lecteurs expérimentés en logique de base, en algèbre de Boole et en principes de numération de faire preuve d'un peu de patience, nous allons en effet faire les rappels fondamentaux dans ces divers domaines pour les lecteurs débutants qui désirent suivre cette initiation.

Avant d'entrer dans le vif du sujet, et pour rassurer nombre d'entre vous, il n'est pas nécessaire d'avoir des connaissances étendues en mathématiques pour faire de la micro-informatique ; l'essentiel est d'être logique et d'avoir du bon sens ; les opérations les plus compliquées se limitant à des additions, des multiplications et des soustractions.

La logique mais c'est très simple

L'auteur a toujours conseillé aux débutants qu'il a rencontrés d'aborder l'électronique par la logique plutôt que par l'analogique ; en effet, comprendre le fonctionnement d'un circuit analogique demande de solides connaissances en électronique et ce, même pour des montages élémentaires. En logique, c'est tout le contraire, et un montage n'utilisant que des boîtiers logiques peut atteindre une très grande complexité sans qu'il soit nécessaire de posséder, pour le comprendre, des connaissances autres que celles que nous allons exposer dans ces quelques articles. D'où vient cette simplicité ? Tout simplement du fait qu'en logique les calculs se réduisent à des manipulations de 0 à 1 et qu'il n'intervient, dans ces calculs, que les quatre opérations. Par ailleurs, les composants électroniques classiques (résistances, condensateurs) et les grandeurs électroniques classiques (tension, courant) n'interviennent que très rarement pour ne pas dire jamais.

Cette absence totale de calculs est rendue possible grâce à quelques postulats très simples à la numération binaire (que nous expliquerons ultérieurement). Pour l'instant, il vous suffit de savoir qu'en logique positive (la plus utilisée) :

– Dire qu'un point de montage est à « 1 » signifie la présence d'une tension en ce point.

– Dire qu'un point est à « 0 » signifie que le point considéré est à un potentiel voisin de la masse.

Les niveaux exacts de ces tensions dépendent bien sûr du type de circuits logiques utilisés mais nous y reviendrons plus tard.

Il faut par ailleurs savoir qu'il existe un certain nombre de fonctions logiques de base à partir desquelles sont réalisées toutes les fonctions complexes, quelles qu'elles soient. Ce sont ces fonctions élémentaires que nous allons vous présenter.

Les fonctions logiques de base

Ces fonctions, vous les utilisez journellement lorsque vous parlez et pour paraphraser Monsieur Jourdain dans le Bourgeois Gentilhomme : « Vous faites de la logique sans le savoir ».

Nous allons commencer par la fonction ET qui est la plus facile à assimiler.

Considérons deux signaux logiques A et B que nous allons faire passer dans une fonction ET (on dit normalement une porte). Par définition, la sortie de cette porte sera vraie si A ET B sont vrais, ou, en d'autres termes la sortie sera à « 1 » si A est

à « 1 » ET si B est à « 1 ». C'est bien la signification réelle de la préposition « ET » appliquée à deux signaux. A partir de cette définition, nous pouvons dresser la table de vérité de la fonction logique ET. Qu'est-ce qu'une table de vérité ? Tout simplement un tableau représentant l'état des sorties d'un circuit en fonction de toutes les combinaisons possibles appliquées à ses entrées. La figure 1 présente la table de vérité d'une porte ET à deux entrées et la figure 2 celle d'une porte ET à quatre entrées, étant entendu que l'on peut concevoir selon ce principe des portes ET à N entrées. Remarquez bien sur ces deux figures que la sortie est à « 1 » uniquement lorsque toutes les entrées sont à « 1 ».

A	B	Sortie
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fig. 1. – Table de vérité d'une porte ET à deux entrées.

A	B	C	D	Sortie
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	0
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0
1	1	1	1	1

Fig. 2. – Table de vérité d'une porte ET à quatre entrées.

Cela étant vu, sachez qu'il existe un certain nombre de symboles normalisées pour représenter la fonction ET, tant au niveau de l'écriture de la fonction logique, qu'au niveau de la représentation de la porte ET sur un schéma. Ces symboles sont tous visibles sur la figure 3. Les plus utilisés étant le « + » pour les équations logiques et le symbole dit Américain pour les schémas.

La fonction OU est aussi simple que la ET. Si l'on applique à une porte OU deux signaux A et B, la sortie de cette porte sera à « 1 » si A OU B est à « 1 ». Il faut ouvrir, à ce niveau, une parenthèse. En effet, dans la langue française, le OU a deux significations différentes selon qu'il est INCLUSIF ou EXCLUSIF. Lorsque vous dites « il fait beau OU il fait mauvais » vous employez un OU EXCLUSIF car les deux affirmations ne peuvent être vérifiées simultanément. Elles s'excluent mutuellement. Par contre, lorsque vous dites « J'ai froid lorsqu'il pleut OU lorsqu'il fait du vent », vous employez un OU INCLUSIF, votre affirmation étant vraie même si les deux conditions sont vraies simultanément. En logique l'on a pris l'habitude de dire OU pour OU INCLUSIF (qui est le plus répandu) et OU EXCLUSIF pour OU EXCLUSIF.

Comme pour le ET, il peut se concevoir des portes OU ou OU EXCLUSIF a autant d'entrées que l'on désire. La figure 4 vous propose les tables de vérité de portes OU et OU EXCLUSIF à deux entrées. La figure 5 vous indique les différents symboles normalisés étant entendu que, pour les équations logiques c'est le signe « + » qui est très souvent employé tandis que, dans les schémas, c'est le symbole Américain qui est le plus répandu.

Vient ensuite la dernière fonction logique de base qui est le NON appelé aussi parfois le PAS. Son rôle est très simple, la sortie d'une porte NON (cela s'appelle un inverseur) est le contraire de son entrée ainsi que l'indique la table de vérité de la figure 6. Les inverseurs n'existent évidemment qu'à une seule entrée et leurs symboles sont représentés figure 7, sachant que la notation « barre au-dessus » est la plus employée pour les équations logiques (malgré les problèmes de typographie que cela pose !) et que c'est toujours le symbole Américain que l'on trouve le plus souvent

OU
Symbole en algèbre de BOOLE : + ou V ou U
Symbole Européen d'une porte : A, B – OU – S
Symbole Américain d'une porte : A, B – S
S = A + B

OU EXCLUSIF
Symbole en algèbre de BOOLE : ⊕
Symbole Européen d'une porte : A, B – ou excl. – S
Symbole Américain d'une porte : A, B – S
S = A ⊕ B

Fig. 5. – Les différents symboles du OU et du OU EXCLUSIF.

E	S
0	1
1	0

Fig. 6. – Table de vérité d'un inverseur.

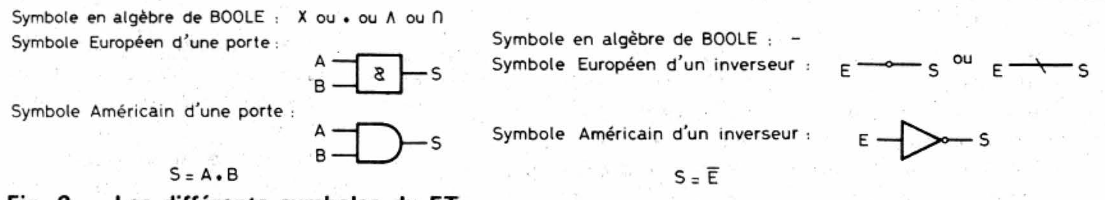


Fig. 3. – Les différents symboles du ET logique et de la porte ET.

Fig. 7. – Les différents symboles d'un inverseur.

PORTE OU		
A	B	Sortie
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

PORTE OU EXCLUSIF		
A	B	Sortie
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 4. – Tables de vérité d'une porte OU et d'une porte OU EXCLUSIF à deux entrées.

A	B	Sortie
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 8. – Table de vérité d'une porte NAND à deux entrées.

Symbole en algèbre de BOOLE : $\overline{\cdot}$ ou $\overline{\wedge}$ ou $\overline{\cap}$
Symbole Européen d'une porte :
Symbole Américain d'une porte :
$S = \overline{A \cdot B}$

Fig. 9. Les différents symboles d'une porte NAND.

Symbole en algèbre de BOOLE : $\overline{+}$ ou $\overline{\vee}$ ou $\overline{\cup}$
Symbole Européen d'une porte :
Symbole Américain d'une porte :
$S = \overline{A + B}$

Fig. 11. – Les différents symboles d'une porte NOR.

dans les schémas. Ces notions étant vues, nous allons faire un peu de langues étrangères pour vous indiquer que ET se dit AND en Anglais, que OU se dit OR et que NON se dit NOT. L'on parle souvent de portes AND ou de portes OR, vous savez maintenant de quoi il s'agit.

Combinons ces fonctions de base

Ces fonctions de base peuvent se combiner pour créer à nouveau deux autres fonctions très répandues : fonctions que nous aurions pu vous présenter ci-avant avec le ET et le OU tant elles sont classiques. Cependant, il est plus logique (c'est le cas de le dire) de procéder ainsi car l'on voit beaucoup mieux leur provenance.

Nous allons donc, tout d'abord, faire suivre un ET d'un inverseur, nous créons ainsi une fonction ou une porte NON ET plus connue sous son appellation anglaise de NAND (ce qui est la contraction de NOT AND). Compte tenu des tables de vérité des fonctions ET et NON, la table de vérité du NAND est très simple à établir et vous pouvez vérifier qu'elle correspond bien à celle visible figure 8. Les divers symboles du NAND sont représentés figure 9 avec, ici encore, prédominance du symbole américain dans les schémas et de la notation · et « barre au-dessus » pour les équations logiques.

Si maintenant nous plaçons notre inverseur derrière un OU, nous allons obtenir une porte NON OU plus connue sous le nom de NOR (contraction de NOT et OR). Sa table de vérité et ses symboles se déduisent de ceux de la porte OU et de l'inverseur comme le montrent les figures 10 et 11.

Il est évident que l'on peut aussi placer un inverseur derrière un OU EXCLUSIF pour former alors un « EXCLUSIVE OR » (là, il n'y a pas d'appellation contractée) ; les remarques faites ci-avant pour le OU restant valables dans ce cas.

Avec ces quelques portes, nous avons fait un tour d'horizon complet des portes logiques de base. Il est essentiel de bien retenir les symboles (américains) de ces éléments ainsi que leurs tables de vérité car, comme vous allez le constater, ils reviennent très souvent dans tous les montages logiques.

A	B	Sortie
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Fig. 10. – Table de vérité d'une porte NOR à deux entrées.

L'algèbre de BOOLE

Rassurez-vous, cette algèbre-là, ou au moins ce que vous avez à en savoir pour faire de la micro-informatique, est aussi simple que ce que nous venons d'exposer. Nous pouvons considérer l'algèbre de BOOLE comme un moyen de représenter sous forme d'équations un certain nombre de fonctions logiques. Nous avons déjà effleuré le sujet en vous indiquant ci-avant les symboles employés pour représenter les portes dans les équations logiques ; sachez donc qu'en algèbre de BOOLE, un signal logique se représente généralement par une lettre majuscule, dès lors, le signal (que nous appellerons C) résultant du passage de deux signaux A et B dans une porte ET s'écrira :

– C = A · B puisque · est le symbole du ET logique.

De même, le passage de trois signaux A, B, C dans une porte OU à trois entrées sera symbolisé de la façon suivante :

– D = A + B + C puisque « + » est le symbole du OU logique.

Pour pouvoir exploiter ces possibilités de représentation, il faut connaître un certain nombre de règles de base de l'algèbre de BOOLE. Nous allons les passer en revue ci-après avec, lorsque cela sera simple, la démonstration de celles-ci :

– Les équations logiques sont commutatives, c'est-à-dire que, par exemple :
A · B · C = B · A · C
= C · B · A = C · A · B, etc.

– Les équations logiques sont associatives, c'est-à-dire que, par exemple :
(A + B) + C = A + (B + C)
= A + B + C

– Quel que soit A, A + A = A, vérifiez avec la table de vérité du OU et cela vous sautera aux yeux.

– Quel que soit A, A · A = A, même remarque que ci-dessus.

– Quel que soit A, A + 1 = 1, même remarque que ci-dessus.

– Quel que soit A, A · 1 = A, même remarque que ci-dessus.

Les règles présentées ci-après faisant appel à la notation « barre au-dessus » et celle-ci ne passant pas à l'imprimerie, nous allons représenter le contraire de A (ou NON A si vous préférez) par A suivi par une astérisque (A*).

– Quel que soit A, A + A* = 1, à vérifier avec la table de vérité de la fonction OU.

– Quel que soit A, A · A* = 0, même remarque que ci-dessus.

– Quel que soit A, A** (c'est-à-dire A inversé deux fois) = A, même remarque que ci-dessus.

THEOREME DE DE MORGAN
(A + B)* = A* . B*
ou
(A . B)* = A* + G*

Fig. 12. – Le théorème de De Morgan.

– Quel que soit A, A + 0 = A, idem.

– Quel que soit A, A · 0 = 0, idem.

Si vous avez suivi nos conseils et avez vérifié sur les tables de vérité les affirmations précédentes, vous avez dû constater deux choses. La première est que vous commencez à connaître les dites tables, la seconde est que

A B	0 0 1 1 0 1 0 1	Nom	Equations	Symboles
S	0 0 0 1	ET ou AND	$S = A \cdot B$ ou $S = A \cap B$	A B & S ou A B S
S	0 1 1 1	OU ou OR	$S = A + B$ ou $S = A \cup B$	A B ou S ou A B S
S	0 1 1 0	OU Exclusif ou Exclusive OR	$S = A \oplus B$	A B ou excl. S ou A B S
S	1 1 0 0	NON ou PAS ou Inverseur	$S = \overline{A}$	A S ou A S ou A S
S	1 1 1 0	NON ET ou NAND	$S = \overline{A \cdot B}$	A B & S ou A B S
S	1 0 0 0	NON OU ou NOR	$S = \overline{A + B}$	A B ou S ou A B S
S	1 0 0 1	NON OU Exclusif ou Exclusive NOR	$S = \overline{A \oplus B}$	A B ou excl. S ou A B S

Fig. 13. – Tableau récapitulatif des symboles des fonctions logiques de base.

nombre de « théorèmes » de l'algèbre de BOOLE sont quasiment évidents lorsque l'on y réfléchit un peu.

Une dernière relation fondamentale de l'algèbre de BOOLE est tout aussi facile à vérifier au moyen des tables de vérité ; c'est le théorème de DE MORGAN ; ses deux représentations sont indiquées figure 12.

Vous disposez maintenant d'assez de connaissances en algèbre de BOOLE pour vous lancer dans la micro-informatique. Les méthodes de simplification plus évoluées des équations logiques (tableau de KARNAUGH, etc.) ayant plus leur place dans les écoles que lors de la conception d'un circuit.

En conclusion à cette présentation des fonctions logiques de base et des règles élémentaires de l'algèbre de BOOLE, nous vous proposons en figures 13 et 14 deux tableaux récapitulatifs des symboles et tables de vérité ainsi que des « théorèmes » énoncés ci-avant.

Un peu de pratique

Après ces rappels théoriques, un peu de pratique s'impose, ne serait-ce que pour savoir où et sous quelle forme vous allez trouver les portes décrites ci-avant.

Sachez en premier lieu qu'il existe plusieurs grandes familles logiques différenciées par la technologie de réalisation des circuits. Dans ces familles existent toutes les fonctions de base décrites ci-avant avec plus ou moins de variantes selon l'étendue de la famille considérée. Par ailleurs, chaque famille a des caractéristiques particulières qui conditionnent son choix selon les critères auxquels doit répondre le montage y faisant appel. Nous allons vous présenter ci-après les grands traits caractéristiques de chaque famille en insistant sur les deux plus utilisées.

La DTL

Cette famille logique a été une des premières sur le marché (après la RTL il est vrai). DTL signifie Diode Transistor Logic pour rappeler la conception interne des portes. Cette famille logique est complètement abandonnée à l'heure actuelle et on ne la rencontre plus que lors de la maintenance d'appareils anciens.

La TTL

Successeur directe de la DTL, la TTL, pour Transistor Transistor Logic, est de loin de famille la plus répandue et aussi la plus étendue à l'heure actuelle. On trouve quasiment tous les circuits logiques, du plus simple au plus complexe et l'on peut, de plus, choisir, dans une certaine mesure, la vitesse et la consommation selon que l'on prend de la TTL normale, Low power, Low power Schottky ou Fast ; nous y reviendrons.

La famille TTL présente certaines particularités qu'il est bon de connaître :

– Les circuits s'alimentent sous une tension unique de 5 V ; tension qui doit être comprise en fait entre 4,75 V et 5,25 V.

Expression booléenne	Remarque
A.B.C = A.C.B = B.C.A., etc. A + B + C = A + C + B = B + C + A, etc.	Les équations logiques sont commutatives
A.B.C. = (A.B).C = A.(B.C) A + B + C = (A + B) + C = A + (B + C)	Les équations logiques sont associatives
A + A = A	A vérifier avec une table de vérité
A . A = A	Idem
A + 1 = 1	Idem
A . 1 = A	Idem
A + A* = A	Idem
A . A* = 0	Idem
A = A**	Idem
(A + B)* = A* . B* (A . B)* = A* + B*	Théorème De Morgan
A + 0 = A	A vérifier avec une table de vérité
A . 0 = 0	Idem

Fig. 14. – Tableau récapitulatif des règles principales de l'algèbre de Boole.

– Les niveaux d'entrée sont normalisés ; un 0 logique sera constitué par un signal compris entre 0 V et 0,8 V ; un 1 logique sera constitué par un signal compris entre 2,4 V et 5 V. Tout signal compris entre 0,8 V et 2,4 V est dans un état indéterminé (cela ne doit pas se produire dans un montage logique normal).
– Hormis pour les portes « trois états » ou pour les portes à collecteur ouvert, il est interdit sous peine de destruction quasi immédiate de relier entre elles plusieurs sorties TTL.
– Une porte TTL normale peut traiter des signaux allant jusqu'à 25 MHz environ.
– La consommation d'une porte TTL normale est de l'ordre de 20 mW. Nous reviendrons ultérieurement sur ces caractéristiques car nous ne pouvons tout vous dévoiler pour l'instant sans nous plonger dans de longues explications. Disons simplement qu'un des inconvénients majeur de la TTL est sa consommation relativement importante, consommation ayant, entre autres, conduit à l'avènement de la C-MOS que voici.

La C-MOS

Cette famille née il y a seulement quelques années commence à concurrencer sérieusement la TTL dans les domaines ou une grande vitesse de travail n'est pas nécessaire. La famille C-MOS, comme son nom l'indique (C-MOS = Complementary MOS ou MOS complémentaires), est réalisée au moyen de transistors à effet de champ de type MOS. Ces transistors sont caractérisés par une très grande résistance d'entrée, une faible consommation du fait de la structure complémentaire adoptée, mais ont un défaut : ils sont lents (en comparaison des transistors bipolaires classiques qui équipent la TTL). Les caractéristiques de la famille C-MOS n'en sont pas pour autant inintéressantes bien au contraire puisque :

– Alimentation comprise entre 3 et 18 V, avec cependant une réduction de la vitesse maximum admissible au fur et à mesure que la tension d'alimentation baisse.
– Vitesse de travail pouvant atteindre 5 à 10 MHz selon la tension d'alimentation et le type de porte.
– Consommation ridiculement faible de l'ordre de 10 μW par porte.
– Niveaux d'entrée liés à la tension d'alimentation avec une zone interdite beaucoup plus réduite que pour la TTL puisque un « 0 » logique est constitué par un signal compris entre 0 V et 45 % de la tension d'alimentation, tandis qu'un « 1 » logique est constitué par un signal compris entre 55 % et 100 % de la tension d'alimentation.
– Compatibilité TTL – C-MOS possible sous réserve d'alimenter les C-MOS en 5 V.

Ces quelques grandes lignes de la famille C-MOS expliquent son développement fulgurant et permettent de comprendre pourquoi le choix de fonctions C-MOS est presque aussi grand que celui des TTL malgré la différence d'âge de ces deux familles.

L'ECL

Nous citons cette famille logique pour mémoire car elle n'entre pas, pour l'instant, dans le cadre de cette initiation ; en effet, la famille ECL est la logique la plus rapide du marché avec des fréquences de fonctionnement atteignant sans problème 200 MHz. Il est évident qu'avec de telles fréquences mises en jeu, de très grandes précautions de câblage doivent être prises pour éviter les oscillations parasites (un simple fil de câblage de quelques centimètres de long est un circuit oscillant à 200 MHz), pour éviter l'influence des capacités parasites, etc. Cette logique se rencontre donc très peu dans les montages amateurs et n'est employée qu'aux emplacements ou elle est vraiment nécessaire dans les réalisations professionnelles. La grande vitesse de travail de cette famille conduit à des consommations par porte assez élevées de l'ordre de 30 mW ; de plus, et en partie en raison de cette consommation importante, le nombre de fonctions logiques, et plus particulièrement de fonctions complexes, disponible est très réduit. Un dernier mot avant d'en finir avec cette famille : ECL signifie Emitter Coupled Logic ou logique à couplage par les émetteurs.

Ce tour d'horizon des différentes familles logiques courantes étant fait, nous n'allons plus nous intéresser qu'aux familles TTL et C-MOS qui, comme vous pourrez le constater au fur et à mesure de ces articles, recouvrent quasiment tous les domaines de l'électronique logique.

Pour finir

La bonne connaissance de ces fonctions de base étant importante si vous désirez pouvoir déchiffrer les schémas logiques les plus ardus ; nous vous proposons, en guise de conclusion, quelques petits exercices amusants dont nous vous donnerons la solution le mois prochain.

1° Réalisez la fonction OU EXCLUSIF avec des portes autres que le OU EXCLUSIF.

2° Comment peut-on réaliser des inverseurs avec des portes NAND ? et avec des portes NOR ?

3° En utilisant les règles de l'algèbre de Boole, simplifiez au maximum l'équation logique ci-après et réalisez-la avec des portes NOR puis avec des portes NAND ; soient A, B, C les signaux d'entrée et D la sortie, D = A · C + A* · B + B*, ou * représente le symbole « barre au-dessus » (donc A* est l'inverse de A).

Outre ces corrections (très brèves), l'article du mois prochain sera consacré aux bascules et aux compteurs de tous types afin que nous puissions étudier ensuite des montages concrets, tels que horloges, systèmes d'affichage, dont la connaissance du principe de fonctionnement nous sera très utile dans la suite de notre exposé. Rassurez-vous cependant, le microprocesseur commence à se profiler à l'horizon mais nous ne grillerons pas les étapes pour l'atteindre plus vite car l'absence de certaines connaissances de base nous ferait alors défaut.

A suivre

C. TAVERNIER

UN INTERRUPTEUR AUTOMATIQUE D'ECLAIRAGE

Les interrupteurs électroniques d'éclairage utilisent généralement une photo-résistance associée à un amplificateur de courant continu et un relais électromagnétique. L'inconvénient principal de ce genre de dispositifs réside dans le fait que la coupure et le rétablissement du circuit d'éclairage commandé se produisent pour des éclairements différents de la photorésistance, à cause des intensités différentes de basculement et de retour au repos du relais. L'écart entre ces deux intensités varie suivant le type de relais, mais il est souvent important, le courant de coupure (retour au repos) étant toujours très nettement inférieur (2 à 4 fois parfois) à celui de basculement.

L'interrupteur automatique du schéma reproduit ici ne présente pas l'inconvénient ci-dessus. Il comprend un multivibrateur (T_1-T_2), un étage amplificateur (T_3), un redresseur (D_2), un étage interrupteur (T_4) associé au relais RL et un ensemble d'alimentation.

Dans l'obscurité ou avec un éclairement réduit, la cellule photoconductrice R_1 présente une résistance élevée (quelques centaines de kilo-ohms, par exemple), de sorte que la réaction positive entre le collecteur de T_2 et la base de T_1 ne s'exerce qu'à un taux trop faible pour faire osciller le multivibrateur. Dès que la cellule R_1 se trouve éclairée, sa résistance chute jusqu'à une valeur de quelques centaines d'ohms, le taux de réaction positive devient important et le multivibrateur entre en oscillation. Comme le taux de réaction reste le même de la naissance des oscillations à leur disparition (retour de l'obscurité dans le cas présent), la coupure et le rétablissement de l'éclairage se produisent pour un même éclairement de R_1.

Afin d'éviter l'influence de l'étage amplificateur T_3 sur la stabilité de l'oscillation du multivibrateur, le signal provenant de ce dernier est prélevé sur l'émetteur de T_2. La charge de T_3 est constituée par le primaire du transformateur TR_1, dont la tension du secondaire, redressée par D_2, est utilisée pour commander le relais RL par l'intermédiaire du transistor-interrupteur T_4, qui est conducteur ou bloqué suivant la lumière reçue par R_1.

Le condensateur C_4 doit être prévu pour une tension de service de 400 V au moins. Le relais RL sera un 24 V, basculant pour un courant ne dépassant pas 18-20 mA. La cellule photoconductrice R_1 peut être une RPY71 (R.T.C.), et il ne faut pas que le câble qui la réunit à l'interrupteur électronique soit plus long que 1,2 – 1,5 m.

Le transformateur TR_1 peut être récupéré sur un ancien récepteur à transistors : transformateurs d'attaque de l'étage de sortie push-pull, dont le primaire est I et dont on n'utilise pas le point milieu du secondaire (II).

La mise au point de l'ensemble se réduit au choix de la résistance R_5 de façon à obtenir une tension négative maximale sur la base de T_4 lorsque la cellule R_1 est éclairée, le moment de basculement du relais étant ajusté par R_2.

L'interrupteur automatique décrit ici peut être utilisé également en tant que régulateur de température. Pour cela, à la place de la cellule photoconductrice on utilise une thermistance CTN, dont les caractéristiques doivent correspondre au problème à résoudre, et qui sont des résistances dont la valeur diminue lorsque la température augmente, de quelque 3 à 6 %, suivant le type de la résistance et sa valeur à 25 °C.

Voici maintenant quelques suggestions pour le choix des différents semi-conducteurs :

D_1 : diode Zener BZX 46-C12, BZX 79-C12, etc.

D_2 : diode germanium OA95, OA85, OA71, etc.

D_3, D_4, D_5 : diodes Zener BZX46, BZX79, C8V2, etc. BZX79, C8V2, etc.

R_d : pont redresseur BY164 ou équivalent.

T_1, T_2, T_3 : BC158, BC177, BC369, etc.

T_4 : BC178, BC558, BC275, etc.

On peut parfaitement utiliser des transistors N.P.N., auquel cas il faut inverser la polarité de la diode D_2, du pont redresseur R_d, des diodes Zener D_1 et D_3 à D_5, ainsi que celle des condensateurs C_2 et C_3.

D'après A. Chiline, « Radio » (U.R.S.S.), 5-1975

RADIOCOMMANDE

VARIATEUR DE VITESSE POUR VOITURE

• Sipmos en commutation: haut rendement
• Freinage progressif
• Ultra léger
• Sans relais

• Résistance résiduelle: 5/100ᵉ d'ohm
• 24 A en régime permanent



(2ᵉ PARTIE)

DANS le précédent numéro du Haut-Parleur, nous vous avons présenté des variateurs de vitesse pour voiture, avion ou bateau électriques. Ces montages permettaient de commander un moteur électrique à condition de disposer d'une batterie d'accumulateur d'au moins 6 éléments cadmium-nickel. Cette particularité venait en fait de la tension de commande, relativement élevée, nécessitée pour la saturation complète du transistor à effet de champ de puissance, de type SIPMOS.

Dans cette suite, nous vous proposerons d'autres montages qui ne posent aucun problème de ce genre, bien que le variateur de vitesse soit alimenté sous la tension d'alimentation du récepteur, c'est-à-dire 4,8 V.

Notre premier montage permet de commander un moteur avec possibilité de freinage, le second est équipé d'un relais, ce qui permet d'inverser le sens de rotation d'un moteur, et cela, de façon économique. Le troisième schéma que nous vous proposons est un inverseur qui, cette fois, est entièrement statique. Il utilise un montage en pont, solution qui n'est pas particulièrement économique car il faut quatre éléments de commutation pour le réaliser.

La commande par convertisseur CC/CC

Pour ces variateurs de vitesse, nous avons adopté une technique de commande relativement originale étant donné que nous ne l'avons jamais rencontrée. Nous n'irons tout de même pas jusqu'à en revendiquer la primeur, quelqu'un pouvant très bien l'avoir fait avant nous. Ce qui est certain, c'est que cette commande est d'une grande simplicité.

Le principe est d'utiliser un convertisseur continu/continu qui, en partant des quelques volts d'alimentation du circuit intégré, va nous donner une dizaine de volts, ce qui permettra une attaque réellement efficace des transistors à effet de champ Sipmos.

En radiocommande, dite digitale, les informations sont transmises sous forme d'impulsions, les impulsions voient leur longueur transformée et les moteurs sont commandés par un signal rectangulaire dont le rapport cyclique est variable.

Une fois que l'on arrive en butée, le courant traversant le moteur doit être parfaitement continu, le découpage a disparu. Cette commande en continu empêche d'utiliser un système de transmission par condensateur (ou montage type Bootstrap).

La solution que nous pré-

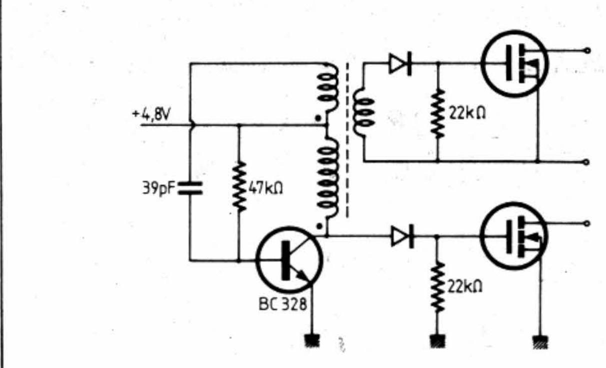


Fig. 1. – Schéma du convertisseur continu/continu.

conisons est d'utiliser un micro-convertisseur. Ce convertisseur travaillera à une fréquence très élevée, de façon à permettre une commutation rapide, cette rapidité évitant de dissiper trop d'énergie dans les transistors de puissance.

Ce micro-convertisseur (fig. 1) se compose d'un transistor monté en oscillateur de type Hartley, c'est-à-dire avec bobinage à point intermédiaire. La réaction est effectuée par un enroulement de base comportant un nombre réduit de spires, la liaison ayant lieu par un condensateur. La base est polarisée par une résistance.

Le convertisseur utilise un tore en ferrite de 4 mm de diamètre, que l'on pourra se procurer chez les distributeurs Siemens en même temps que les Sipmos.

Le faible nombre de spires, bobinées sur ces tores, permet un bobinage très rapide et pratiquement aussi facile à entreprendre que la couture d'un bouton ! En effet, on ne bobine ici qu'une trentaine de centimètres de fils pour la version la plus complexe.

Deux versions de ce convertisseur seront utilisées.

La première : avec un seul enroulement à point milieu, où l'on utilisera la tension de Lenz, se produisant au moment du blocage du transistor, pour fabriquer une tension continue supérieure à la tension d'alimentation.

La seconde : avec secondaire.

Une diode assure le redressement de la tension, la capacité de filtrage est constituée par la capacité d'entrée du transistor Sipmos. Une résistance permet de décharger cette capacité pour permettre la commutation.

La seconde version de ce convertisseur comporte donc un secondaire, ce secondaire permet de commander un Sipmos qui sera galvaniquement isolé de l'alimentation du récepteur radio.

Nous utilisons ici un secondaire ayant un nombre de spires relativement élevé, en effet, notre redressement est du type simple alternance pour éviter d'avoir à utiliser un doubleur de tension.

Variateur de vitesse avec frein

Ce variateur a été prévu pour commander un moteur Mabuchi RS 380, alimenté par 5 éléments CdNi. Pour ne rien vous cacher, ce variateur équipe une moto « Elek Rider » où il remplace le variateur à résistance qui demandait un servo-mécanisme. Les 6 volts d'alimentation à vide, tendent vers 5 V en fin de décharge. Cette tension est insuffisante pour permettre une commande normale des Sipmos.

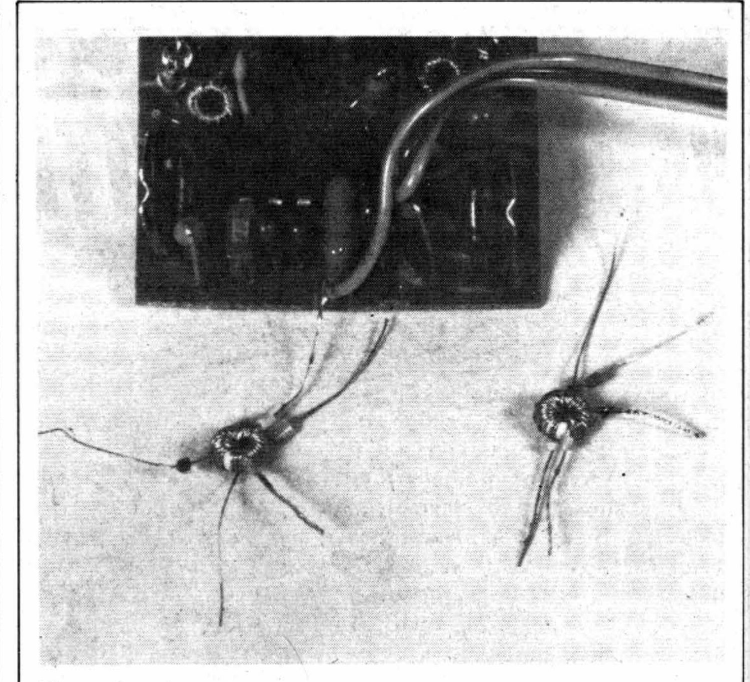


Photo 1. – Les tores avec leur bague de couleur pour le repérage des connexions.

Le Sipmos choisi est un BUZ 10, modèle de 12 ampères. Un seul a été utilisé compte tenu de la consommation de ce moteur. Nous utilisons un second BUZ 10 pour le freinage, là encore, compte tenu de la résistance interne du moteur, les 12 ampères sont suffisants, même lorsque le moteur est lancé à pleine vitesse.

Nous retrouverons ici (fig. 2) une partie commune à tous les montages, il s'agit de tout ce qui concerne les broches 1 à 6 et la broche 14. Tous ces composants permettent d'adapter le circuit NE 544, initialement conçu pour commander un

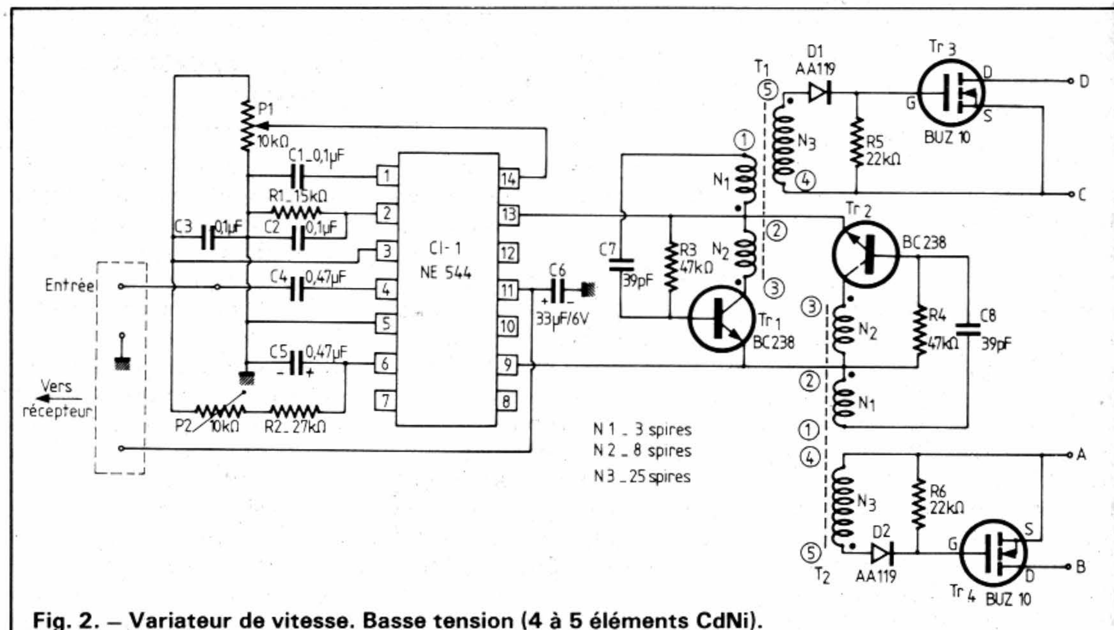


Fig. 2. – Variateur de vitesse. Basse tension (4 à 5 éléments CdNi).

moteur de servo-mécanisme, aux caractéristiques des signaux d'entrée.

Le condensateur C_1 détermine le neutre du variateur, il doit donc être stable. C_5 peut être un peu moins stable tandis que C_2 à C_4 peuvent voir leur valeur modifiée sans inconvénient, C_2 et C_3 sont des condensateurs de découplage, C_4 un condensateur de liaison.

Le potentiomètre P_1 permet de régler le neutre du variateur tandis que P_2, associé à R_2, permet de régler la course du variateur.

Le détail de ces commandes a été donné dans le précédent article. Le condensateur C_6 assure le découplage de l'alimentation du circuit.

Les sorties 9 et 13 sont des sorties en pont, elles se comportent en contact ouvert lorsque l'impulsion d'entrée est égale à celle du générateur interne, si l'impulsion d'entrée est plus courte que celle de référence, nous trouvons une tension positive sur la borne 9 et une tension négative sur la 13, lorsque l'impulsion d'entrée est plus longue, c'est la borne 13 qui devient positive et la 9 qui passe à la masse.

Les deux convertisseurs sont donc montés tête-bêche, chacun supportant d'être alimenté à l'envers sans osciller, ni être détruit, et fonctionnant parfaitement dans l'autre sens.

Nous retrouvons ici la structure d'oscillateur de la figure 1 et les transistors Sipmos qu'il ne reste plus qu'à raccorder entre eux.

Avec une structure « ouverte » en sortie, on peut brancher les sorties comme on le désire, le drain d'un Sipmos étant relié à la source de l'autre, comme le montre la figure 3. Si l'émetteur a une impulsion qui varie en sens inverse, on inverse tout simplement les deux éléments de puissance, le montage de base restant le même.

Avec ce montage, il n'est pas nécessaire de placer de diode de protection contre les surtensions. En effet, le transistor Sipmos de freinage, celui placé en parallèle sur le moteur, se comporte en inverse, comme une diode. Par conséquent, il absorbera, sans dommage, les surtensions dues à la commutation des balais du moteur.

Sur notre prototype, nous avons laissé libres les sorties, de façon à permettre un câblage à l'extérieur du boîtier plastique.

Fig. 4. – Variateur de vitesse avec inversion par relais.

Variateur de vitesse avec inverseur

Le schéma de ce variateur est donné sur la figure 4. Cette fois, il n'y a qu'un seul transistor Sipmos. Le convertisseur est commandé par les deux sorties à la fois, par l'intermédiaire de diodes d'isolement car il faut éviter de court-circuiter la sortie du pont, le circuit intégré ne résisterait pas.

Le convertisseur est un modèle simple, on prend directement la tension de collecteur de Tr_{10}.

L'alimentation du convertisseur et le redressement sont confiés à des diodes au germanium à pointe, ces diodes présentant une tension de seuil inférieure à celui d'une diode au silicium. On gagne ainsi au moins 1 volt, ce qui n'est pas négligeable.

L'inversion du sens de marche du moteur est confiée à un relais. Ce dernier est commandé par un circuit à transistor qui fonctionne de la façon suivante : en l'absence de tension de commande ou en présence d'une tension positive sur la borne 9, la diode D 14 ne conduit pas. Le transistor Tr_{12} est polarisé par R_{12} et la diode D_{15} crée un seuil. Le relais Re_1 est collé. Dès que la borne 9 se met à la masse, ce qui arrive lorsque l'impulsion d'entrée est plus grande que

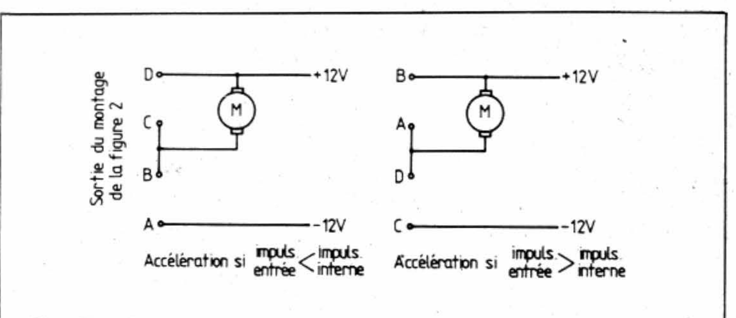
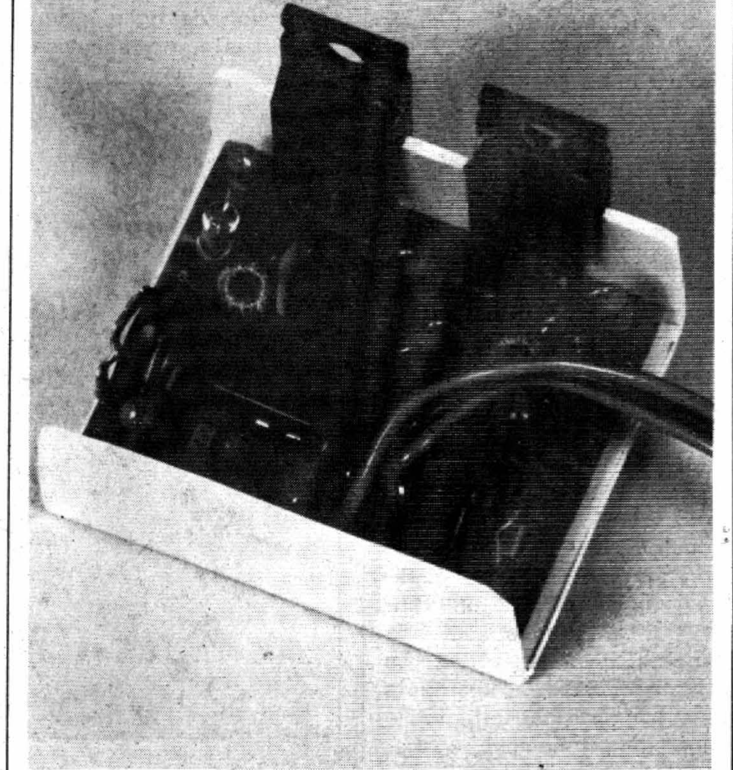


Fig. 3. – Branchement du moteur sur le variateur.


Photo 2. – Version à 2 Spimos et tores.

celle du générateur interne, le condensateur C_{11} est instantanément déchargé, par la diode D_{14}, dans le transistor de sortie du circuit intégré. La constante de temps de charge est telle que C_{11} n'a pas le temps de se recharger entre deux impulsions de commande.

Si on désire que le relais colle pour une durée d'impulsion de commande inférieure à celle de référence, on branche la cathode de la diode D_{14} sur la borne 13 du circuit intégré.

Le transistor de commande du relais est protégé par une diode anti-retour.

Nous avons prévu aussi une diode de protection contre les surtensions du moteur, ainsi qu'une varistance SIOV pour protéger les contacts du relais.

Variateur avec inverseur statique

Ce montage est extrapolé du premier, nous avons cette fois des convertisseurs avec secondaire.

Le principe du pont est donné figure 5. Ce principe est celui de l'inverseur, le moteur est branché au centre du pont, suivant les contacts fermés ou ouverts, le courant passera dans un sens ou dans l'autre au travers du moteur.

Le circuit intégré est monté de la même façon que dans les autres variateurs. On utilise une première fois le convertisseur avec sa sortie directe sur collecteur, pour commander les Sipmos dont la source est au contact de la masse ; pour le transistor opposé, dans le pont, on fait appel à un enroulement séparé ce qui permet d'appliquer, au composant, une tension de grille supérieure à la tension d'alimentation. Le couplage des enroulements est symbolisé par un pointillé représentant le circuit magnétique.

Ce montage, malgré un

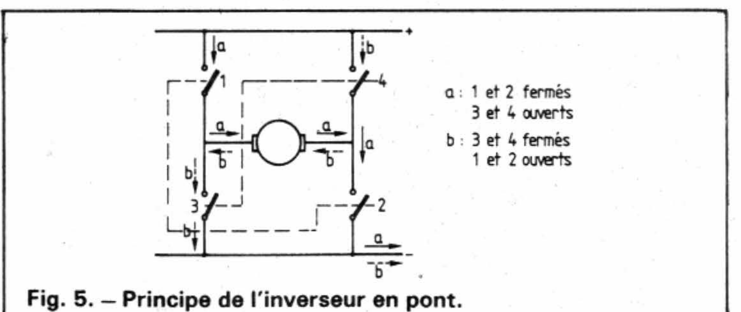


Fig. 5. – Principe de l'inverseur en pont.

nombre plus important de composants de puissance, reste d'une grande simplicité.

Augmentation de la puissance

Comme nous l'avons vu dans la première partie de l'article, il est possible d'augmenter le nombre de Sipmos en en plaçant plusieurs en parallèle. Cela permet ici une augmentation de puissance, associée à une réduction sensible de la résistance série du régulateur. Il n'y a cependant pas lieu de changer ici la valeur de la résistance placée en parallèle sur la grille du Sipmos. Si on veut légèrement réduire la puissance dissipée au cours de la commutation, on peut réduire la valeur de cette résistance, ce qui augmente l'ondulation de la tension de grille, ondulation sans importance si le Sipmos est bien saturé. Une modulation du courant de sortie, à la fréquence de fonctionnement des convertisseurs, peut entraîner la présence de parasites risquant de perturber le fonctionnement du récepteur.

Course dissymétrique

La course dissymétrique peut être intéressante, par exemple, pour une commande de gaz. Avec cette commande, 75 % de la course seront utilisés pour la variation de vitesse et 25 % pour le freinage. Cette éventualité est d'ailleurs prévue sur certains émetteurs. Avec un servo mécanisme, on peut jouer sur les tringleries pour assurer cette fonction.

Pour le variateur de vitesse électronique, c'est a priori compliqué. Le constructeur ne parle d'ailleurs pas de cette possibilité, qui pourtant existe, et que nous avons expérimentée. Le NE 544 offre des ressources cachées et inespérées.

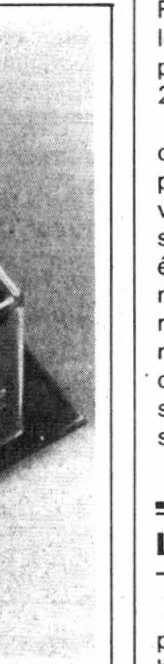


Photo 3. – Version avec inversion de sens.

Pour comprendre comment cela se passe, il faut revenir à la première partie de cette série, partie où l'on expliquait le processus d'étirement de l'impulsion d'erreur. (Voir notre précédent numéro).

L'étirement de l'erreur est dosé par le potentiomètre P_2 qui règle la durée de la charge du condensateur C_5.

En utilisant une résistance externe reliée aux sorties 9 ou 13, on modifiera le gain du circuit, autrement dit, le rapport entre, d'une part la durée de l'impulsion de sortie et la différence entre l'impulsion de référence, et d'autre part, l'impulsion d'entrée, en fonction du sens de l'écart entre l'impulsion d'entrée et celle de référence.

Par exemple, en installant une résistance de 220 kΩ entre la sortie 13 et la broche 6, et en ajustant le neutre à 1,3 ms, on obtient les butées à 1,8 ms d'un côté et 1,1 ms de l'autre. D'un côté nous aurons une variation de 0,5 ms et de l'autre de 0,2 ms pour la pleine course. On peut également ajuster la course totale en jouant sur P_2, tandis que d'autres valeurs peuvent être prises à la place de la résistance de 220 kΩ.

Précisons que ce type d'exploitation du NE 544 est possible pour un variateur de vitesse mais pas pour un asservissement de position, étant donné que, pour ce dernier, on joue sur le potentiomètre P_1 tandis que P_2 servirait, s'il était installé, à changer le gain de l'asservissement et par conséquent sa stabilité.

La réalisation

Nous allons commencer ici par le bobinage du tore, un bobinage facile à réaliser, le tore ayant un diamètre de 4 mm.

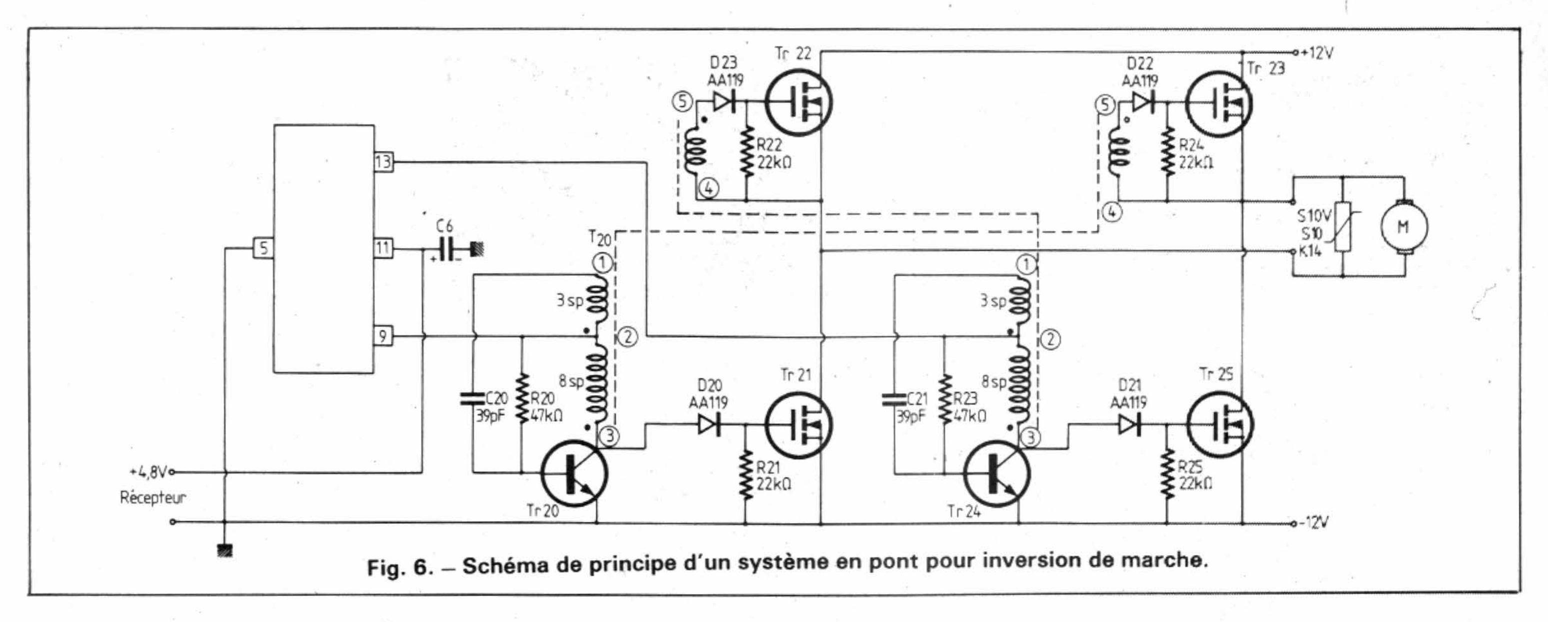


Fig. 6. – Schéma de principe d'un système en pont pour inversion de marche.

La figure 6 donne un exemple de tore. Pour repérer les connexions, ce qui est important avec un secondaire, on pourra utiliser du souplisso de couleur qui, en fait, sera simplement l'isolant que l'on aura pris sur un fil de couleur dénudé. Certains câbles en nappe ont précisément des couleurs correspondant aux codes. Gardez soigneusement des bouts d'isolant provenant de dénudages.

On commence par l'enroulement de base, 3 spires que l'on enroule comme le montre la figure 6, dans le sens inverse des aiguilles d'une montre. La sortie 2 est faite en tortillant 15 mm de fil, ce dernier, émaillé et thermosoudable, sera dénudé par la soudure.

On bobine alors les 8 spires de l'enroulement de collecteur.

Il reste alors à bobiner le secondaire qui peut demander deux couches. Attention au sens de branchement.

Les souplissos seront mis au moment du bobinage pour le repérage ; une fois le tore terminé, le repérage des enroulements devient très délicat.

Le fil sera donc émaillé et thermo soudable, on peut par exemple prendre du fil pour stylo à câbler. Le diamètre est peu important, compte tenu de la très faible consommation. Un diamètre de 15/100e à 20/100e convient.

Il faut moins de 50 cm de fil pour bobiner un tore avec secondaire.

Le câblage

Nous donnons ici l'implantation et le circuit imprimé nécessaires pour la réalisation de deux des schémas de base. (fig. 7 à 10). Cette implantation a été prévue avec certains composants, si vous ne disposez pas de ces composants, vous pouvez les remplacer par des équivalents.

Par exemple, les condensateurs installés autour du circuit intégré pourront être au tantale, leur encombrement sera plus faible que les condensateurs que nous avons utilisés.

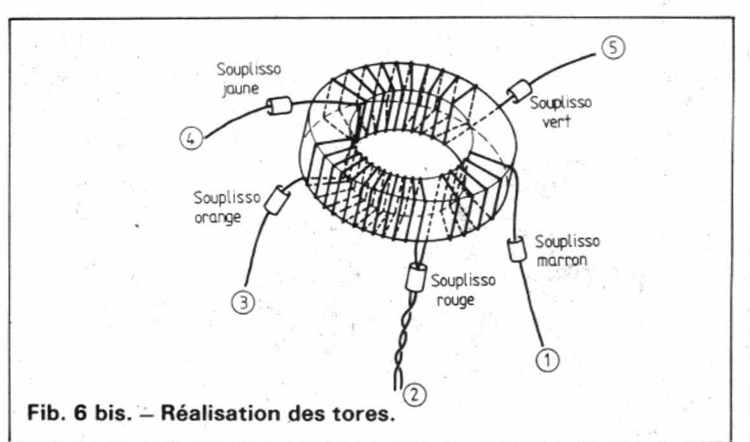
Les Sipmos sont montés de façon à ce qu'ils puissent être installés sur un radiateur. Cette installation devra se faire avec interposition d'un isolant. La surface de refroidissement devra être déterminée à l'usage. Le support du modèle inverseur à relais n'est pas indispensable.

Pour un bateau, on pourra, par exemple, monter les Sipmos sur une petite dérive placée sous la flottaison, le refroidissement sera plus efficace que dans l'air, mais attention à l'isolement.

Pour la version à deux Sipmos, l'un en frein, l'autre en variateur, nous avons sorti directement les pattes des deux éléments au travers des trous du boîtier, cette technique permet un câblage en fonction de la variation de l'impulsion offerte par l'émetteur.

Bien entendu, on s'arrangera pour que le circuit imprimé ne présente pas de courts-circuits, la soudure ne devra pas faire de pont entre deux parties cuivrées.

Les tores pourront être fixés par une goutte de cire ou un point de colle.



Fib. 6 bis. – Réalisation des tores.

Mise au point

La mise au point se limite au réglage du point milieu et à celui de la course, par les potentiomètres P_1 et P_2. Un générateur d'impulsions de test sera utile mais pas indispensable si on peut se servir directement de l'émetteur et du récepteur.

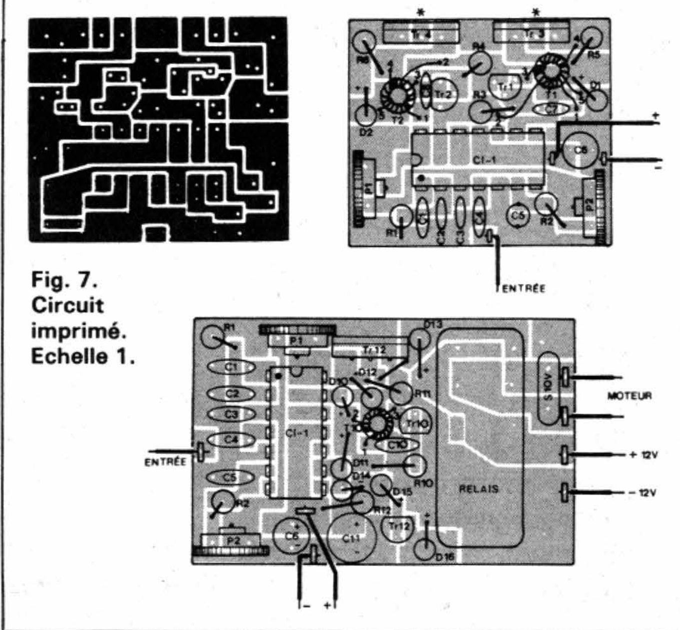
Un contrôleur universel permettra de régler le zéro. On le branche en parallèle sur le condensateur C_6 et on règle P_1 pour avoir la lecture maximale. C'est tout, il ne reste plus qu'à ajuster la course, ce qui se fait en faisant varier le potentiomètre P_2.

En se branchant aux bornes des résistances de grille des Sipmos, on s'arrangera pour obtenir la lecture maximale, manche à balai à fond.

Si on dispose d'un oscilloscope, on devra ne plus avoir en bout de course, de découpage de la tension de commande.

En cas de panne

Si le montage ne fonctionne pas, on pourra mettre en doute les convertisseurs. Ils consomment moins de 10 mA et oscillent aux environs de 600 kHz. On peut intervenir sur la valeur du condensateur d'entretien de l'oscillation. Cet oscillateur



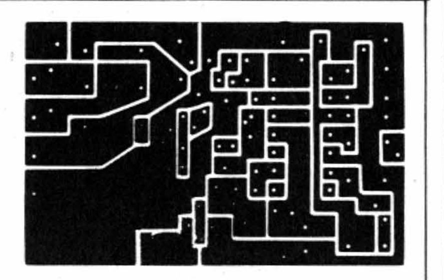


Fig. 7. Circuit imprimé. Echelle 1.

Fig. 9. Circuit imprimé. Echelle 1.

Fig. 8. – Implantation des composants, du variateur avec frein. * Ne pas couper les pattes S et D.

Fig. 10. – Implantation des composants du variateur avec inverseur.

n'est en principe pas trop critique, nous en avons réalisé plusieurs suivant le même principe, en utilisant également des bobinages sur bâton de ferrite. Le tore est facile à bobiner, le fil tient tout seul et le champ magnétique reste à l'intérieur du tore, ce qui réduit les interférences.

La tension de grille, mesurée aux bornes de la résistance montée entre grille et source, doit être de 7 à 10 V.

Conclusions

Ce type de variateur de vitesse, de conception moderne, rend de grands services. Il est simple à mettre au point et nous avons demandé au fabricant des tores de les mettre en stock pour cette réalisation.

Ce variateur nous donne toute satisfaction, la perte d'énergie est réduite et les Sipmos pourront être éventuellement remplacés par des modèles admettant un courant plus important et offrant une résistance de saturation encore plus basse.

La technique de conversion continu/continu offre l'avantage de permettre une séparation galvanique entre l'alimentation du récepteur et celle du moteur.

On appréciera ici le faible encombrement du montage, encombrement qui aurait pu être encore réduit par une concentration plus élevée des composants.

E. LEMERY

Liste des composants

Résistances 5 % 1/4 W :
R_1 : 15 kΩ
R_2 : 27 kΩ
R_3, R_4 : 47 kΩ
R_5, R_6 : 22 kΩ
Condensateurs :
C_1 : mylar MKM 5 mm ou tantale
C_2, C_3 : céramique multicouche X7R 0,1 µF 50 V ou tantale
C_4 : céramique multicouche Z5U, 0,47 µF 25 V ou tantale
C_5 : mylar MKM 5 mm ou tantale, 0,47 µF
C_6 : tantale 33 µF, 6 V.
C_7, C_8 : céramique 39 pF (56 avec tore RTC)
D_1, D_2 : diode germanium AA 119 ou autre
P_1, P_2 : potentiomètres ajustable miniature 10 mm, 10 kΩ
Tr_1, Tr_2 : BC 238 ou équivalent
Tr_3, Tr_4 : BUZ 10 Siemens
CI_1 : NE 544
T_1, T_2 : transformateurs sur tore
Tores : Siemens : B64290 – K36 – X830 diamètre 4 mm, matériau N30.
RTC : tore 4 × 2,2 × 1,1 : 3E 2 code : 4322020 97030
Avec inverseur :
R_1, R_2 ; C_1 à C_6 ; P_1, P_2 ; CI_1
Résistances : 4 W 5 %
R_{10} : 47 kΩ
R_{11} : 22 kΩ
R_{12} : 8,2 kΩ
C_{10} : condensateur céramique 39 pF 56 pF avec tore RTC
C_{11} : condensateur chimique ou tantale 100 µF 3 V
D_{11}, D_{12}, D_{10} : diodes germanium AA 119 ou autre
Tr_{10}, Tr_{12} : BC 238
Tr_{11} : BUZ 10 Siemens
D_{14}, D_{15}, D_{16} : diode silicium 1N 4148
D_{13} : diode silicium 1N 4001
Relais : Siemens V23037 – A0002 – A101
SIOV : Siemens S10K14

Inverseur statique :
R_1, R_2 ; C_1 à C_6 ; P_1, P_2 ; CI_1
R_{20}, R_{23} : résistances 47 kΩ 1/4 W 5 %
R_{21}, R_{22}, R_{24}, R_{25} : résistances 22 kΩ 1/4 W 5 %
C_{20}, C_{21} : condensateur céramique 39 pF (56 avec tore RTC)
D_{20}, D_{21}, D_{22}, D_{23} : diodes germanium AA 119 ou autre
Tr_{20}, Tr_{24} : BC 238 ou équivalent
Tr_{21}, Tr_{22}, Tr_{23}, Tr_{25} : BUZ 10 Siemens
Tores : voir ci-dessus
SIOV : S10K14 Siemens

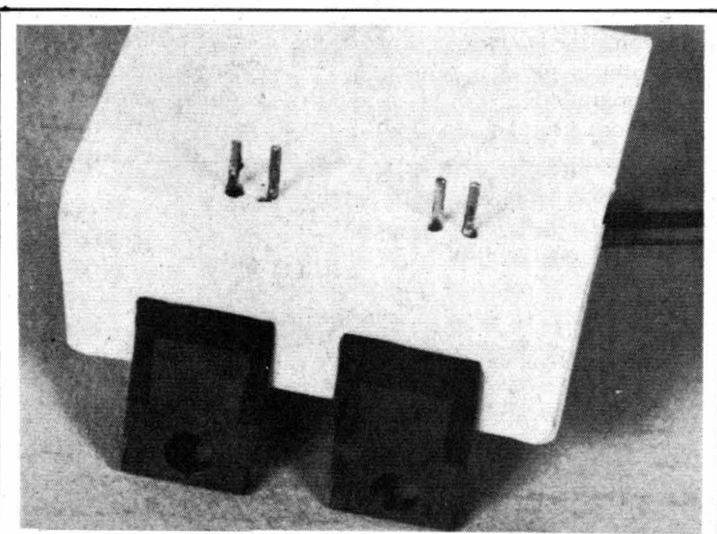


Photo 4. – Sur cette version, souce et drain sont acessibles sur chaque Sipmos.

RECTIFICATIF

VARIATEUR DE VITESSE POUR VOITURE

N° 1675, page 173

Un malheureux « coup de vent » intervenu à la rédaction a perturbé l'ordonnancement de notre article sur la réalisation d'un variateur de vitesse à transistors à effet de champ de puissance (une grande première !).

Le texte commençant page 176, troisième colonne, second paragraphe : « Le freinage... » jusqu'à « Le tableau joint donne la situation relevée en 1981 », page 177 en bas à droite, aurait dû se trouver... page 174, première colonne, après le second paragraphe : « ... Du hâcheur de courant » et avant « D'autres modèles... ». Le tableau de la gamme aurait dû suivre ce paragraphe.

Le texte : « Nous avons trouvé... », page 177, vient donc se placer après « ... refroidissement suffisamment efficace. »

D'autre part, un décalage, dont l'auteur s'excuse, s'est introduit dans la citation des figures dans le texte, à partir de la figure 4. On devra donc ajouter une unité à chaque figure citée dans le texte.

GENE-MARQUEUR 10,7 MHz

NOTRE ami et correspondant M. Jack Brunet (1/27 High Street, Glenelg 5040, Sth Australia) a bien voulu nous communiquer récemment la description détaillée d'un générateur-marqueur, d'une conception originale, qu'il vient de construire pour ses besoins professionnels. Nous l'en remercions et, avec son autorisation, nous sommes heureux d'en faire profiter nos lecteurs.

Nous pouvons même dire que nous sommes doublement heureux de publier cette description, car dans les années 60 nous avions guidé les premiers pas de notre ami dans les sentiers de l'électronique...

R.A.R.

Au départ, cet appareil a été prévu pour montrer la caractéristique « amplitude/fréquence » des filtres piézo-électriques employés dans les étages à fréquence intermédiaire. On obtient une courbe qui est la bande passante du filtre, avec un marquage en fréquence. Cet appareil doit être utilisé en association avec un oscilloscope et connecté aux points suivants : Entrée Verticale Y (mode courant continu), Entrée Horizontale X (base de temps arrêtée), Entrée Modulation Lumière Z. Tous les ajustages nécessaires, dimensions, brillance, etc., sont faits sur l'oscilloscope. Mais il est bien évident que, outre l'utilisation prévue à l'origine, cet appareil peut être employé dans bien d'autres fonctions.

La conception d'ensemble de cet appareil est représentée par le schéma synoptique de la figure 1.

Principe (fig. 2)

Un multivibrateur (Q_1 et Q_2) délivre un signal périodique d'environ 6 ms. Ce signal est amplifié et écrêté par Q_3. Ce signal carré est ensuite appliqué à Q_4 fonctionnant comme interrupteur. Pendant l'alternance positive du signal carré, Q_4 conduit ; la tension de collecteur est à zéro. Pendant l'alternance négative qui suit, Q_4 ne conduit plus et le condensateur qui se trouve sur son collecteur se charge suivant une loi exponentielle par l'intermédiaire de la résistance R_2. On obtient ainsi une tension en dent de scie d'environ 3 ms. Cette dent de scie est couplée par un condensateur à Q_5, étage fonctionnant en classe A en émetteur suiveur. Le courant de la base est ajustable. Ainsi, on recueille sur l'émetteur une tension continue à laquelle est superposée une tension en dent de scie. Cette tension continue constitue la polarisation de la diode à capacité variable D_1 et la dent de scie est la modulation.

Cette diode D_1 est connectée en parallèle sur Q_6, un oscillateur HF du type « Colpitts » normalement réglé sur 10,7 MHz. La capacité de la diode D_1 varie au rythme de la dent de scie contrôlant ainsi la fréquence de l'oscillateur et l'on obtient 10,7 MHz $\pm \Delta$ F. Le temps nécessaire pour que l'oscillateur passe de $- \Delta$ F à $+ \Delta$ F est par conséquent de 3 ms avec un arrêt à $- \Delta$ F pendant 3 ms aussi... en attendant la prochaine dent de scie. Ce dernier signal est appliqué à Q_7 fonctionnant en étage tampon, émetteur suiveur classe A. La sortie de Q_7 alimente Q_8, un amplificateur HF saturé. On obtient à la sortie de Q_8 un signal 10,7 MHz $\pm \Delta$ F d'amplitude constante.

Ce signal est appliqué à l'entrée du filtre piézo-électrique à examiner et à mesurer. La sortie du filtre est connectée sur D_2, un détecteur d'enveloppe délivrant un courant continu directement proportionnel à l'atténuation de ce filtre en fonction de la fré-

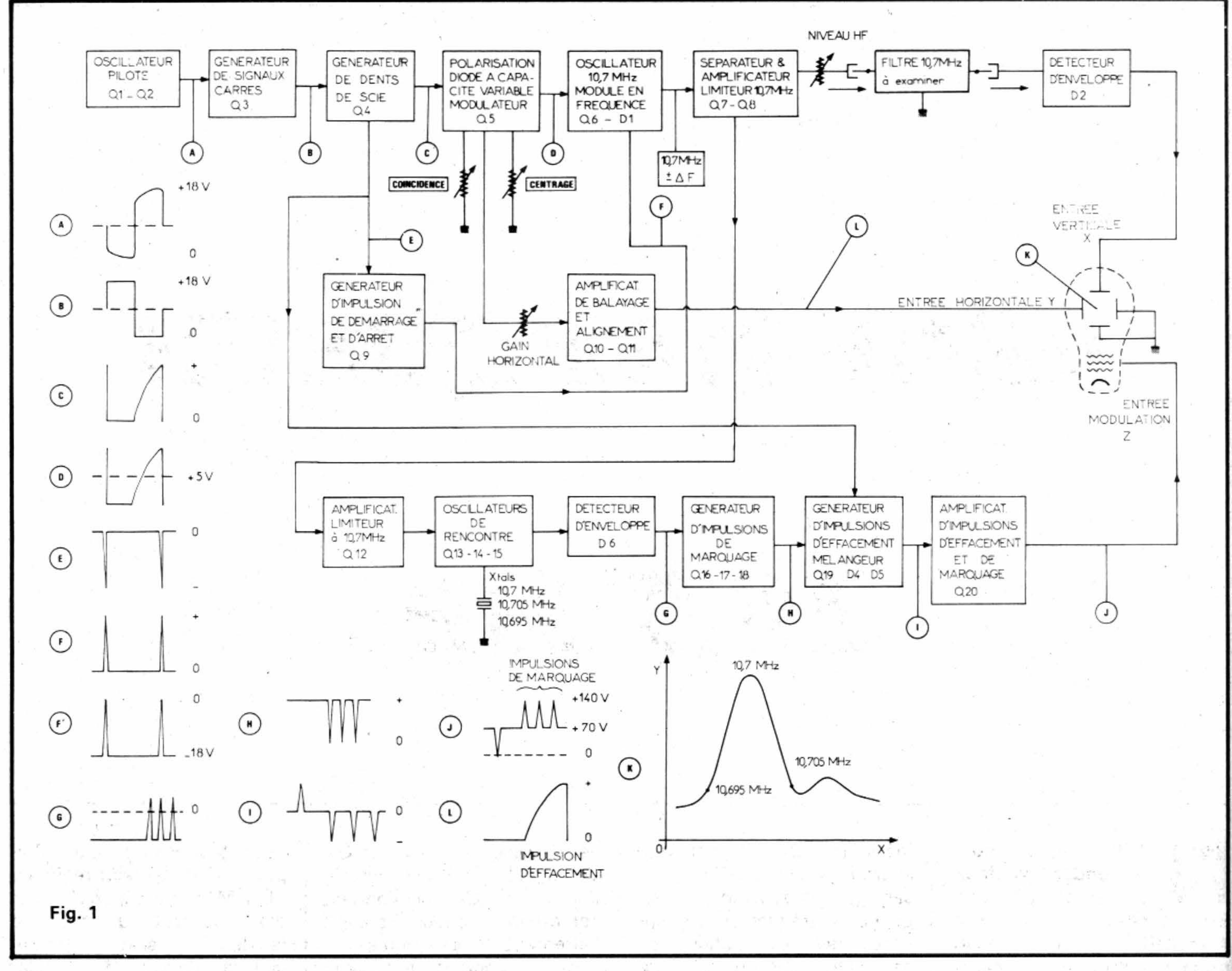


Fig. 1

quence du courant HF qui le traverse.

La dent de scie disponible sur le collecteur de Q_4 est aussi appliquée à Q_{10} et Q_{11}, deux étages travaillant en classe A. Le signal à la sortie de Q_{11} se trouve aligné sur la masse par la diode D_3 donnant ainsi un balayage horizontal unilatéral permettant de garder le spot hors de l'écran sur le côté gauche de l'oscilloscope.

Maintenant, nous disposons de deux signaux : le premier étant la tension continue délivrée par D_2 et appliquée à l'entrée verticale, le deuxième étant la dent de scie de balayage appliquée à l'entrée horizontale. Comme ces deux phénomènes sont synchronisés, ils permettent de voir la courbe de réponse du filtre FI.

Le transistor Q_9 est normalement conducteur ; donc son collecteur est au potentiel de la masse. La base de Q_9 reçoit la dent de scie de Q_4 ; mais comme la constante de temps de la liaison Q_4 à Q_9 est relativement petite, c'est seulement le temps de retour de la dent de scie qui commande Q_9. La fin de la dent de scie est positive chargeant le condensateur de liaison entre Q_4 et Q_3. Lorsque la dent de scie « tombe » à zéro, ce condensateur se décharge dans Q_9 mettant ainsi cet étage dans l'état opposé (non conducteur) ; donc la tension de collecteur de Q_9 augmente pour atteindre la valeur de la tension d'alimentation. Nous obtenons ainsi à la fin de chaque dent de scie un signal positif rectangulaire pendant un temps de quelques microsecondes. Ce signal est appliqué à l'oscillateur 10,7 MHz comme impulsion de démarrage lors de la mise sous tension et comme impulsion d'arrêt de l'oscillateur (effacement) pour les dents de scie suivantes.

Les bobinages L_2, L_3 et L_4 comportent chacun 13 tours en pot de ferrite (prise à 5 tours).

Effacement marquage (fig. 3)

Le signal 10,7 MHz ± Δ F disponible à la sortie de Q_7 est appliqué à un étage HF à commande de gain automatique délivrant un niveau HF constant (Q_{12}). Ce signal est appliqué à trois transistors Q_{13}, Q_{14} et Q_{15} connectés en base à la masse. Ces trois transistors sont connectés en parallèle et un quartz oscillateur est monté entre base et masse de chacun des transistors. Aucun de ces trois étages n'oscille normalement par lui-même. Mais lorsque la fréquence 10,7 MHz ± Δ F rencontre celle d'un quartz (à savoir : 10,695 MHz, 10,700 MHz, 10,705 MHz) il y a oscillation instantanée et un battement zéro correspondant.

Ces battements « zéro » sont détectés par D_6 et l'enveloppe négative est conservée donnant un groupe de trois impulsions positives après filtrage de la HF par C_{29}. Nous disposons donc de trois impulsions qui apparaissent à chaque dent de scie. Ces impulsions sont amplifiées, écrêtées, par Q_{16}, Q_{17},

DEVIATION

COINCIDENCE
VERS R 7

CENTRAGE
VERS R 13

AMPLI HF

SORTIE H F

(VERS MARQ. Q19)

FILTRE 10,7 MHz à examiner

9 (VERS MARQ. Q19)

SORTIE BALAYAGE VERS ENTREE X OSCILLOSCOPE

SORTIE SIGNAL VERTICAL VERS ENTREE Y OSCILLOSCOPE

Fig. 2

ENTREE HF 10,7 MHz ± ΔF

CAG

SENSIBIL.

depuis Q4

SORTIE SIGNAUX DE MARQUAGE ET D'EFFACEMENT VERS ENTREE Z OSCILLOSCOPE

BRILLANCE

Fig. 3

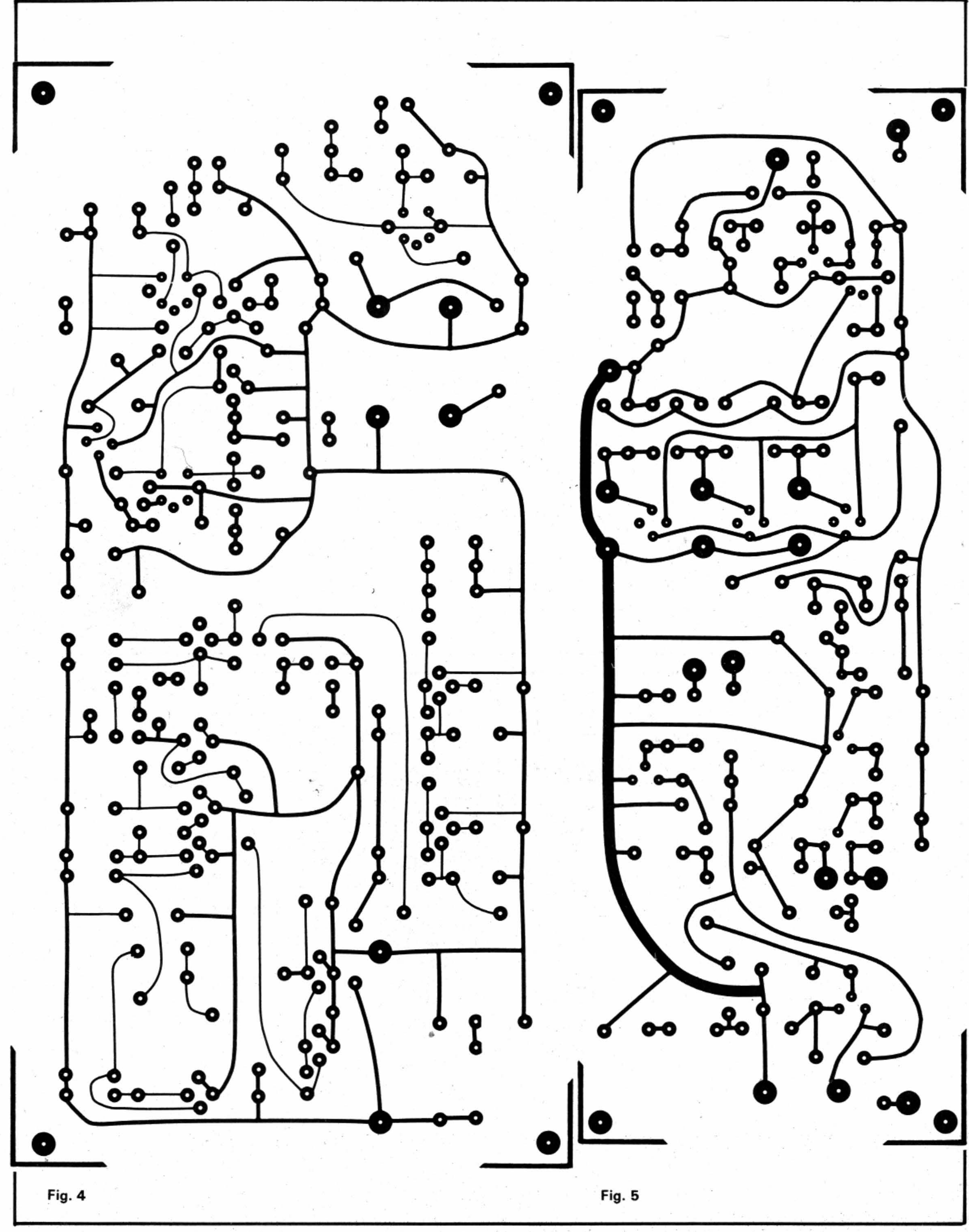


Fig. 4

Fig. 5

Q_{18} et à la sortie de Q_{18}, l'amplitude est de l'ordre de la tension d'alimentation avec une largeur de quelques dizaines de microsecondes.

Le transistor Q_{19} remplit la même fonction que Q_9, délivrant une impulsion identique construite sur le temps de retour de la dent de scie, mais de polarité opposée (positive). Présentement nous avons, durant l'établissement de la dent de scie, trois impulsions, et à la fin de la dent de scie une impulsion de marquage et d'effacement.

Le transistor Q_{20} est un amplificateur classe A polarisé par l'émetteur afin d'avoir la base au potentiel de la masse. Cet étage fonctionne avec une tension de collecteur élevée (140 V). La polarisation est ajustée pour amener la tension de collecteur à environ la moitié de la tension d'alimentation. Traversant quelques diodes formant une « porte », les impulsions ci-dessus indiquées sont appliquées à Q_{20}, ainsi que l'impulsion provenant de Q_{19}. Les trois impulsions de marquage sont amplifiées par Q_{20} et apparaissent avec une polarité opposée sur le collecteur (positives), alors que l'impulsion d'effacement est négative. Si l'on connecte ce dernier signal à l'entrée Z (modulation) de l'oscilloscope, on voit alors apparaître sur la courbe de réponse du filtre trois points lumineux qui indiquent la fréquence sur la trace. Par la même occasion, on voit disparaître l'image construite pendant le temps de retour de la dent de scie.

L'enroulement L_5 comporte 12 tours au primaire et 6 tours au secondaire dans un pot de ferrite.

Alimentation (fig. 6)

Rien de spécial : un transformateur abaisseur avec secondaire 2 × 25 V + 50 V ; deux redresseurs double alternance, l'un délivrant + 35 V, l'autre – 35 V ; un doubleur de tension délivrant + 140 V à partir d'un enroulement de 75 V par rapport au point milieu masse de l'enroulement 2 × 25 V.

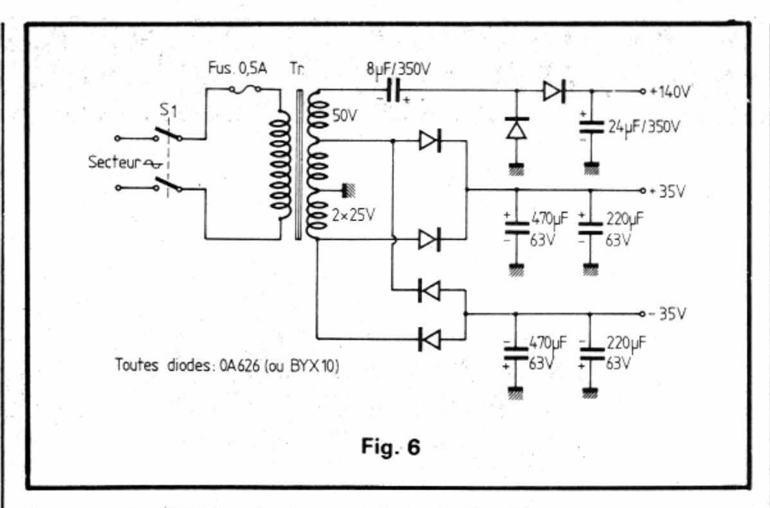


Fig. 6

Notons les valeurs importantes utilisées pour les condensateurs électrochimiques ne laissant subsister qu'une ondulation résiduelle à 100 Hz très faible (inférieure à 0,5 V pour 35 V et inférieure à 2 V pour 140 V, cela mesuré directement aux sorties de l'alimentation).

Indiquons que les diodes OA 626 peuvent parfaitement être remplacées par des BYX 10, BYX 36/300, ou similaires, beaucoup plus courantes en Europe.

Réglages du générateur

Mettre en service le générateur-marqueur et l'oscilloscope ; attendre un moment. Placer la base de temps de l'oscilloscope sur la position « arrêt ». Tourner le gain horizontal sur maximum. A l'aide des commandes « déviation verticale » et « déviation horizontale », amener le spot en bas de l'écran côté gauche, ayant auparavant ajusté la focalisation et la brillance (pâle).

Connecter le générateur-marqueur sur l'entrée verticale (Y) « courant continu » (0,05 V/cm). Court-circuiter le collecteur de Q_2 à la masse. Connecter un voltmètre (20 000 Ω/V au moins) sur R_{12} – émetteur de Q_5 et ajuster R_{13} de façon à lire 6 V.

En conservant le court-circuit sur Q_2, connecter un fréquencemètre sur R_{22} et ajuster le noyau de L_2 pour lire 10,7 MHz.

Supprimer le court-circuit sur Q_2. En utilisant un autre oscilloscope de mesure connecté sur l'émetteur de Q_5, ajuster R_7 pour obtenir une dent de scie de 1,5 V. Puis ajouter R_{12} (Q_5) jusqu'à ce que la trace couvre la totalité de l'écran.

En utilisant une sonde HF (faible capacité, environ 1 pF), ajuster le noyau de L_3 pour un maximum. Connecter ensemble les deux pinces « crocodiles » aboutissant à l'entrée et à la sortie du filtre à examiner. Un voltmètre étant connecté sur R_{30}, ajuster L_4 pour un maximum. Ajuster R_{26} jusqu'à ce que l'image ait environ 6 cm de hauteur (avec 0,05 V/cm à l'entrée verticale). Le potentiomètre R_{44} de centrage étant en position médiane, ajuster L_2 pour centrer l'image. Réajuster L_3 et L_4 pour le maximum d'amplitude. Réajuster R_{26} si l'image est trop haute.

Pour dilater la courbe augmenter le balayage horizontal en utilisant R_{12}. Le sommet de la dent de scie se trouve coupé du fait que Q_{10} et Q_{11} fonctionnent à saturation. Réajuster le noyau de L_2 pour amener l'image au centre de l'écran.

Réglages du marqueur

Connecter une sonde HF de faible capacité 1 pF comme celle précédemment recommandée sur le collecteur de Q_{12} et ajuster C_{21}^* pour un maximum. Connecter l'oscilloscope de mesure sur l'anode de D_6 ; trois impulsions doivent être visibles, et ajuster L_5 – C_{21} pour égaliser les amplitudes. S'il y a des difficultés pour obtenir des impulsions de même amplitude, ajuster R_{58}, R_{59} et R_{60}, mais garder le courant aussi faible que possible dans Q_{13}, Q_{14} et Q_{15}.

S'assurer que ces étages n'oscillent pas lorsque l'oscillateur à 10,7 MHz ± Δ F ne fonctionne pas (collecteur Q_6 à la masse).

L'ajustage de R_{53} n'est pas défini ; le mettre à moitié de la piste environ.

Amener le curseur de R_{62} du côté + 18 V. Connecter un voltmètre entre collecteur Q_{16} et masse, puis ajuster R_{63} de telle façon que cette tension de collecteur commence juste à diminuer ; en d'autres termes, garder Q_{16} juste à la limite de conduction.

Maintenant, connecter l'oscilloscope de mesure sur le collecteur de Q_{18} et ajuster R_{62} jusqu'à ce que les trois impulsions apparaissent.

La commande R_{75} permet le contrôle de la brillance des points de marquage. Le potentiomètre « coïncidence » (ou juxtaposition) permet d'ajuster la position des points de marquage sur la courbe.

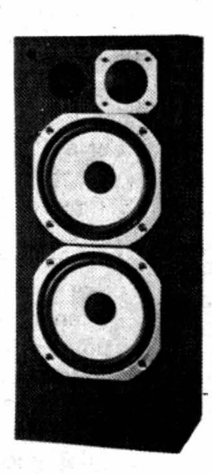
●

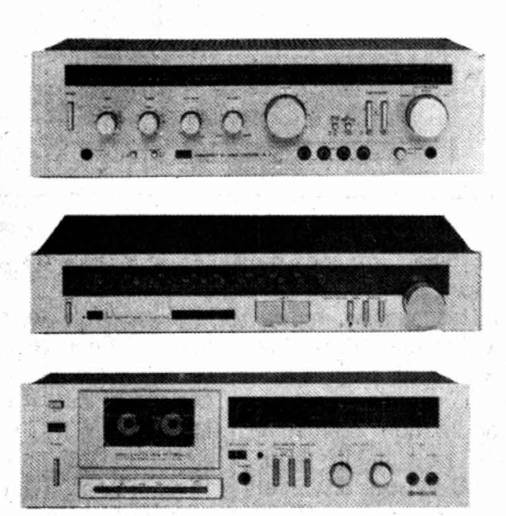
Les figures 4 et 5 représentent les circuits imprimés des cartes « générateur » et « marqueur » (vues « côté cuivre »).

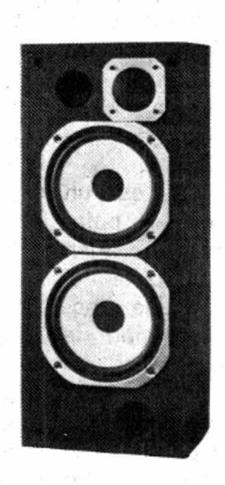
Nous remercions encore notre ami Jack BRUNET pour son intéressante communication.

Recueilli et adapté par **Roger A. RAFFIN**

Sélection de chaines HIFI







CHAINE SANSUI A7

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **SANSUI A7**
– un tuner **SANSUI T7 L**
– un magnétocassette **SANSUI D150 M**
– une table de lecture **DUAL CS 505**
– deux enceintes acoustiques **3A A340**

L'amplificateur SANSUI A7 :
Puissance : 2 × 50 W
Distorsion harmonique : 0,05 %
Réponse en fréquence : 5 à 60 000 Hz (+ 0,5 dB, – 2 dB)
Rapport signal/bruit : 80 dB

Le tuner SANSUI T7L :
Gammes d'ondes : PO - GO - FM
Sensibilité FM : 0,9 µV
Rapport signal/bruit : 75 dB

Le magnétocassette SANSUI D-150 M :
Cassettes acceptées : normal, CrO_2, Métal
Pleurage et scintillement : 0,05 %
Bande passante : 20 à 17 000 Hz (cassette métal)
Rapport signal/bruit : 68 dB (avec Dolby)

La table de lecture DUAL CS505 :
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn
Pleurage et scintillement : 0,05 %
Rapport signal/bruit : 69 dB (pondéré)
Platine semi-automatique à entraînement par courroie

L'enceinte acoustique 3A-A340 :
Puissance : 50 W
Impédance : 8 Ω
Bande passante : 35 à 25 000 Hz
Distorsion harmonique : 0,8 %
Enceinte à 3 voies

CHAINE SANSUI AU D5

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **SANSUI AU D5**
– un tuner **SANSUI TU S7**
– une table de lecture **DUAL CS 607**
– deux enceintes acoustiques **3A Académie 90**

L'amplificateur SANSUI AU D5 :
Puissance : 2 × 80 W
Distorsion harmonique : 0,02 %
Bande passante : PU : 20 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)
Rapport signal/bruit : phono MM : 86 dB - MC : 67 dB

Tuner SANSUI TU S7 :
Gammes d'ondes : PO - FM
Sensibilité FM : 0,9 µV
Rapport signal/bruit : 84 dB
Distorsion harmonique : 0,06 %

La table de lecture DUAL CS 607
Table de lecture à entraînement direct
Pleurage et scintillement : 0,03%
Vitesse : 33 1/3 et 45 t/mn
Rapport signal/bruit : 75 dB (pondéré)

L'enceinte acoustique 3A ACADEMIC 90 :
Puissance : 90 W
Impédance : 4 Ω
Bande passante : 60 à 20 000 Ω.

CHAINE MITSUBISHI DA U640

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **MITSUBISHI DA U640**
– un tuner **MITSUBISHI DA F641S**
– une table de lecture **DUAL CS 607**
– deux enceintes acoustiques **3A A340**

L'amplificateur MITSUBISHI DA U640 :
Puissance : 2 × 50 W
Distorsion harmonique : 0,05 %
Bande passante : 10 à 40 000 Hz
Rapport signal/bruit : phono : 74 dB, aux. : 94 dB (pondéré)

Le tuner MITSUBISHI DA F641S :
Gammes d'ondes : PO - GO - FM
Sensibilité FM : 1,9 µV
Distorsion : 0,15 %
Rapport signal/bruit : 72 dB

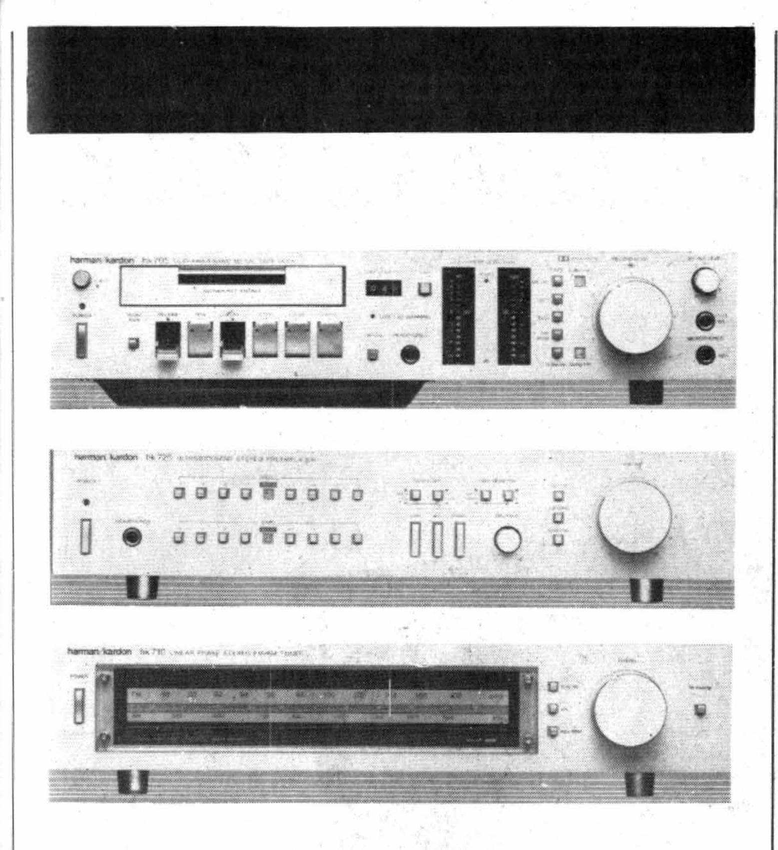
La table de lecture DUAL CS 607 :
(Voir chaîne SANSUI AU D5)

L'enceinte acoustique 3A - A340 :
(Voir chaîne SANSUI A7).

CHAINE HARMAN KARDON HK 770

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **HARMAN KARDON HK770**
– un préamplificateur HARMAN KARDON HK 725
– une table de lecture **MARANTZ TT 2200**
– deux enceintes acoustiques **JBL L77**

L'amplificateur HARMAN KARDON HK 770 :
Puissance : 2 × 65 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,006 %
Réponse en fréquence : 1 à 250 000 Hz
Distorsion d'intermodulation : 0,01 %



Le préamplificateur HARMAN KARDON HK 725 :
Distorsion harmonique : phono : 0,009 % - haut niveau : 0,05 %
Distorsion d'intermodulation : 0,009 %
Réponse en fréquence : 1 à 150 000 Hz (+ 0, – 1 dB)
Rapport signal/bruit : phono : 90 dB

La table de lecture MARANTZ TT 2200 :
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn
Pleurage et scintillement : 0,06 %
Ronflement : 72 dB
Table de lecture semi-automatique à entraînement direct

L'enceinte acoustique JBL-L77 :
Puissance : 150 W
Enceinte acoustique à 3 voies
Fréquences de raccordement : 600 et 3 000 Hz
Impédance : 8 Ω

CHAINE HARMAN KARDON HK 750

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **HARMAN KARDON HK 750**
– un tuner **HARMAN KARDON HK 710**
– un magnétocassette **HARMAN KARDON HK 705**
– une table de lecture **DUAL CS 607**
– deux enceintes acoustiques **3A ACADEMIC 90**

L'amplificateur HARMAN KARDON HK 750 :
Puissance : 2 × 45 W/8 Ω
Bande passante : 1 à 150 000 Hz (– 3 dB)
Distorsion harmonique : 0,02 %
Distorsion d'intermodulation : 0,05 %
Rapport signal/bruit : 90 dB

Le tuner HARMAN KARDON HK 710 :
Gammes d'ondes : PO - FM
Sensibilité FM : 1,9 µV
Rapport signal/bruit : 75 dB (stéréo)
Distorsion harmonique : 0,08 %

Le magnétocassette HARMAN KARDON HK 705 :
Types de bandes acceptés : normal, CrO_2 - Métal FeCr
Pleurage et scintillement : 0,04 % (pondéré)
Distorsion harmonique : 0,9 %
Réponse en fréquence : 20 à 19 000 Hz ± 3 dB (bande métal)
Rapport signal/bruit : 68 dB (avec Dolby et bande métal)

La table de lecture DUAL CS 607 :
(Voir chaîne Sansui AUD5)

L'enceinte acoustique 3A ACADEMIC 90 :
(Voir chaîne SANSUI AUD 5).

UN STABILISATEUR POUR FAIBLES TENSIONS

La stabilisation des tensions faibles, de l'ordre de 1 à 3 V, à peu près, pose souvent des problèmes, car on n'a pas toujours sous la main des diodes stabilisatrices correspondantes (p. ex. BA 220, BZV46-C1V5, BZV46-C2V0, etc.). Evidemment, on peut tenter d'utiliser des diodes silicium dans le sens direct, mais le résultat n'est pas toujours celui qu'on escomptait et, de toute façon, on est obligé de procéder par bonds de 0,7 V à peu près, en mettant autant de diodes en série.

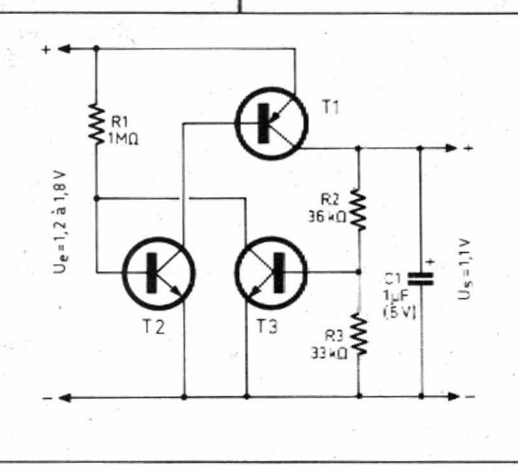
Le schéma que nous publions ici permet d'obtenir, à la sortie, une tension très stable de 1,1 V, la tension à l'entrée variant de 1,2 à 1,8 V à peu près. Le courant de sortie maximal est de 5 mA environ et la résistance de sortie se situe généralement entre 5 et 20 Ω, le coefficient de stabilisation étant de 10. Un stabilisateur de ce type peut constituer une source de tension de référence dans un appareil de mesure alimenté par une pile, par exemple.

La valeur de la résistance R_1 doit être choisie de façon qu'en présence du transistor T_3 complètement bloqué, T_1 soit pratiquement saturé. Dans ces conditions, dès que la tension à la sortie du stabilisateur dépasse une certaine valeur, déterminée essentiellement par le rapport R_2/R_3, le transistor T_3 commence à devenir conducteur, ce qui diminue le courant de base de T_2 et, par conséquent, la tension de sortie.

Les transistors T_2 et T_3 doivent parfaitement fonctionner avec les courants de collecteur faibles, ce qui est le propre des transistors planar tels que BC172C, BC548C, BC108C, etc. Quant au transistor T_1, on le choisira parmi les dypes tels que BC 252C, BC558B, BC275B, BC308B, etc.

Toutes les résistances sont du type 0,125 W.

D'après « Radio Fernsehen Elektronik » (R.D.A.), 21-1972.



LA TABLE DE LECTURE

a bras tangentiel Brandt P216T



LA table de lecture P 216 T a été présentée pour la première fois au dernier Festival du Son et nous avons dû attendre quelque temps avant de la voir apparaître sur le marché. Il s'agit, comme vous pouvez le voir, d'une table de lecture relativement petite puisqu'elle est annoncée, en publicité, avec un argument de poids, si l'on peut dire, une largeur de 35 centimètres. C'est tout de même 3 centimètres de plus que les 32 de Technics mais c'est pas mal tout de même.

Cette table de lecture est commercialisée, sous d'autres présentations, par d'autres sociétés du groupe Thomson.

Présentation

La P 216 T de Brandt est une platine plutôt carrée. Elle abrite son plateau et son bras sous un capot en matière plastique tout à fait transparent, un capot qui se termine, sur l'avant, par un plan incliné tandis qu'à l'arrière, il est fixé sur une traverse abritant le mécanisme de transport du bras.

La base est en matière plastique peinte de couleur gris métallisé, le couvre plateau est gris et porte un léger relief, toutes les commandes sont rassemblées sur la paroi verticale avant.

La P 216 T est donc une table de lecture à bras radial (tangentiel si vous préférez) ce bras étant tangent à la spire et se déplaçant de telle façon que la pointe suive un rayon du disque.

Ce bras est court et son extrémité porte une tête de lecture d'Audiotechnica spécialement conçue pour ce bras, comme cela se fait chez B et O ou encore chez Orfofon pour les platines Dual.

Cette technique permet d'avoir un bras très fin ce qui est intéressant tant sur le plan esthétique que sur celui de la masse ramenée à l'extrémité de la cellule qui détermine la résonance basse de la courbe de réponse.

L'avantage de ce bras est qu'il lit les disques comme ils ont été enregistrés. Avec ce type de bras, il n'y a pas d'erreur de piste et la correction de force centripète n'est plus nécessaire.

Sur le plan visuel, le déplacement rectiligne du bras est attrayant.

Cette table de lecture est semi-automatique. Autrement dit, elle ne permet pas de sélectionner automatiquement, la vitesse de rotation et le diamètre du disque. Ces présélections sont donc à faire par l'utilisateur et dès la mise sous tension, la présélection s'effectue sur la vitesse 33 t/mn et sur 30 centimètres. Une fois cette sélection effectuée, on va commander la lecture par une touche de départ, cette touche sert également à commander l'arrêt et le retour du bras.

Un second mode de travail est permis, il fait toujours appel à la présélection de la vitesse ; par contre, on utilisera ici une commande de déplacement du bras, celui-ci s'opérera suivant la pression exercée sur le bouton à grande ou à petite vitesse. Lorsque le bras a dépassé une certaine position, le moteur se met automatiquement en route. Une touche

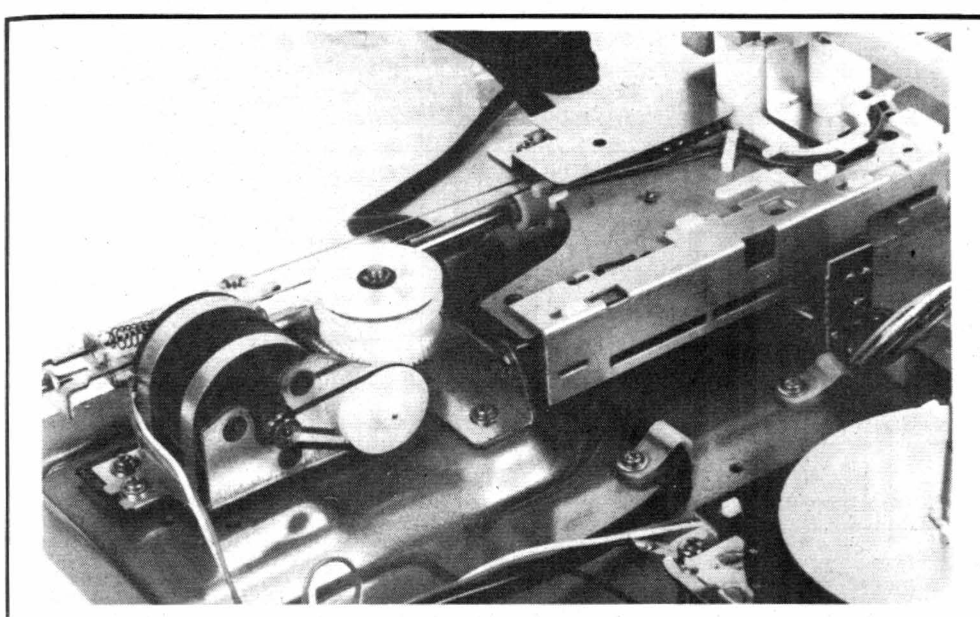


Photo A. – Le chariot et le mécanisme d'entraînement du bras. Le cache à plusieurs fentes permet, par une barrière optique, la pose et l'arrêt automatiques.

de répétition permet de commander une lecture continue du disque.

Une molette permet un réglage de vitesse visualisé dans une fenêtre par un stroboscope. Le stroboscope n'est malheureusement visible que sous un angle restreint, ce n'est pas très pratique pour un maniaque de la justesse...

Une touche commande la levée et la descente du bras, si la commande de lever est facile, celle de descente l'est moins, en effet, le bras commence à descendre d'un bond puis met un certain temps avant d'entamer sa descente finale. Si on appuie une seconde fois sur la touche, croyant que l'ordre n'a pas été reçu, il se relève et il n'y a plus qu'à recommencer l'opération.

La technique

La table de lecture Brandt P 216 T est à entraînement direct.

Le moteur est à bobinage plat, ce bobinage est monté entre une plaque de champ en fer et un circuit imprimé derrière lequel on trouvera l'aimant du rotor, sur ce rotor vient se placer le plateau.

Le circuit imprimé porte également un bobinage imprimé, celui de la génératrice tachymétrique.

Ce moteur utilise deux détecteurs à effet Hall. Ces détecteurs commandent les transistors de commutation du courant dans les bobinages de l'inducteur. L'intensité de commande est par ailleurs modifiée par un circuit intégré de régulation de vitesse. Ce circuit intégré est directement alimenté par la génératrice tachymétrique.

Un réglage en usine de la vitesse est effectué par deux ajustables, ils sont installés en série avec un potentiomètre commun de réglage manuel de la vitesse.

L'asservissement du bras est réalisé par un moteur électrique entraînant un axe par une courroie ; sur cet axe, il y a une vis sans fin en nylon puis un engrenage, solidaire d'une poulie, autour de laquelle vient s'enrouler le câble du chariot. Le glissement du câble sur la poulie sert d'embrayage et évite de bloquer le moteur en fin de course.

Le chariot glisse sur deux rails, celui arrière assure le positionnement du chariot tandis que celui de l'avant est uniquement là pour assurer la stabilité.

La position et les mouvements du bras sont commandés par un dispositif optique. Pour l'asservissement de position du chariot, nous avons un obturateur qui se déplace entre une diode LED et un phototransistor, il permet un déplacement du chariot dans les deux sens..

La détection de position du chariot se fait par une plaque d'aluminium découpée de plusieurs fentes. Ce sont elles qui déterminent l'endroit où va s'arrêter le bras en pose automatique. Des diodes et des photo-transistors sont là alignés à divers niveaux, pour assurer la commande. Le réglage du point de départ se fait simplement en déplaçant l'ensemble de la réglette par l'intermédiaire d'un excentrique. La photo A montre comment cette réglette est installée.

Un électro-aimant commande la descente du bras, cette descente est amortie par un dispositif à frottement visqueux.

Les commandes du type presse-bouton sont centralisées sur un circuit intégré qui est marqué, ce qui est rare, du nom du fabricant du tourne-disque Fujiya Audio, un fabricant qui travaille pour bon nombre de firmes.

Ce circuit intégré à grande échelle (il s'agit sans doute d'un microprocesseur de taille réduite) est tout de même associé à un nombre relativement élevé de circuits logiques : inverseurs, portes Ou et Nand.

Ce microprocesseur assure la mise en mémoire des ordres et affiche le résultat sur des diodes LED. Il interdit les fausses manœuvres qui seraient nuisibles pour le tourne-disque. Il manque tout de même ici un système interdisant la pose de la pointe de lecture en l'absence de disque,

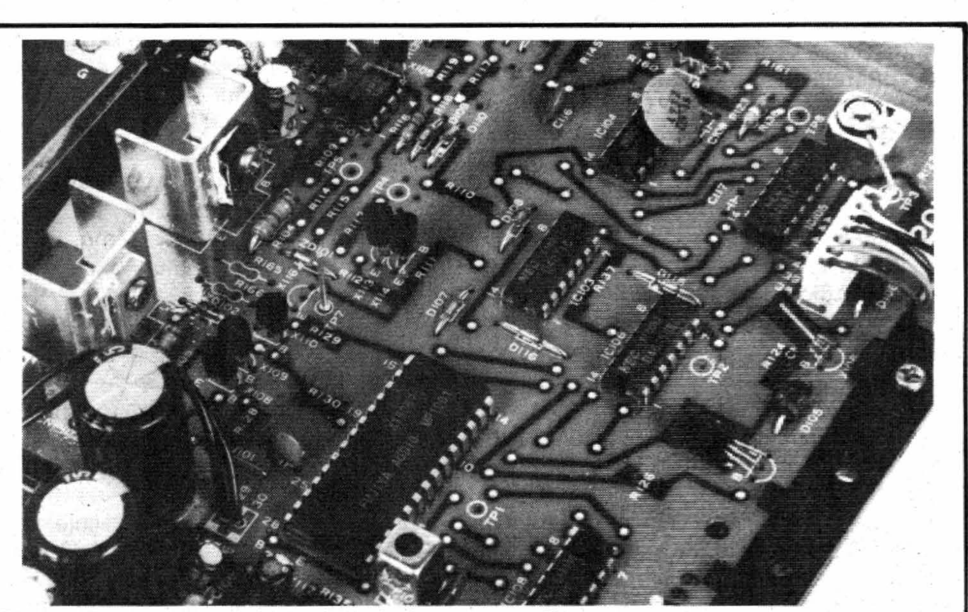
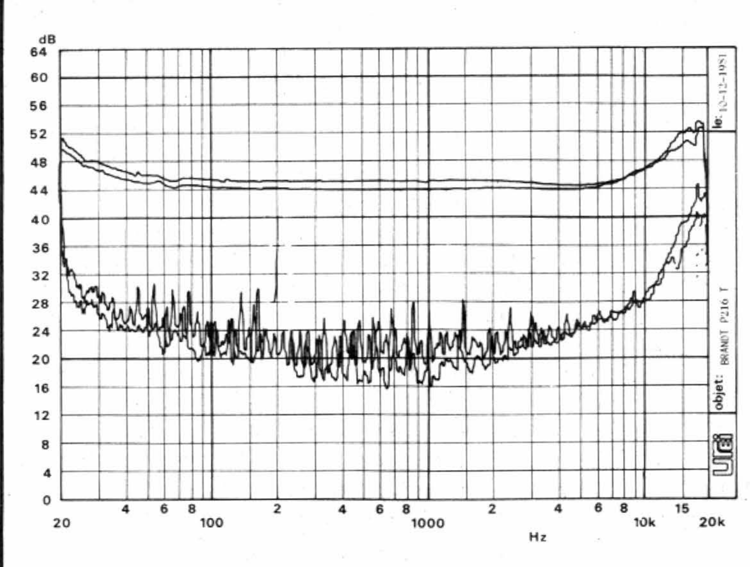
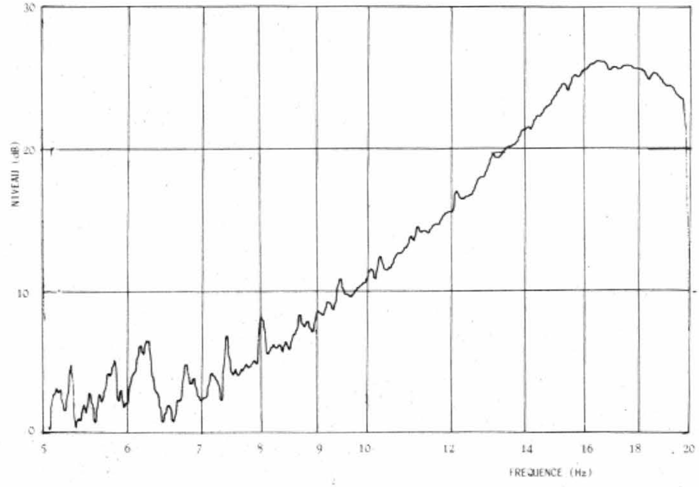


Photo B. – Le circuit imprimé du tourne-disque, son microprocesseur est signé du constructeur. On notera ici que les résistances sont sérigraphiées ainsi que les conducteurs, côté composants.





Courbe A. – Courbes de réponse et de diaphonie de la cellule de la table de lecture Brandt P 216 T.

Courbe B. – Courbe de résonance bras cellule de la table de lecture Brandt P 216 T.

ne serait ce que par un palpeur du plateau.

Le bras de lecture est métallique, il est équilibré par un contre poids.

La tête de lecture est fabriquée par Audiotechnica, c'est une version miniature d'une tête Audiotechnica qui, comme nous l'avons déjà vu, possède un équipage mobile à deux aimants perpendiculaires.

Cette tête est fixée, par deux vis, sous le bras, elle n'est donc pas facilement démontable, elle ne peut, pour l'instant, être changée par un autre modèle. L'équipage mobile peut être enlevé sans trop de difficulté, la pointe de lecture est protégée par un étrier mobile, cet étrier porte un repère mais nous aurions préféré une meilleure visibilité pour la pointe que l'on voit mal.

Fabrication

La table de lecture de Brandt est montée sur un épais châssis de tôle d'acier. Sur cette tôle vient se placer un ensemble de matière plastique comprenant le châssis et le couvercle. Il ne reste plus qu'à placer le plateau.

Le constructeur a utilisé ici une technique de fabrication très rationnelle étudiée pour une fabrication en grande série ; il s'agit d'un montage sur circuit imprimé sur lequel on a sérigraphié quelques résistances par une encre résistante. Par dessus, on applique des conducteurs sérigraphiés avec une encre conductrice, il ne reste plus qu'à remplir les trous d'encre conductrice pour assurer la liaison avec l'autre face.

Cette technique, qui n'est pas généralisée, apparait de temps en temps chez un fabricant qui fait ainsi une expérience, nous l'avons déjà rencontrée une dizaine de fois, ce qui est peu puisqu'elle existe depuis plusieurs années.

Le moteur d'entraînement du plateau est très simple de conception, il se prête à une fabrication en grande série.

La qualité de la fabrication est, une fois de plus, d'un bon niveau, c'est du matériel grand public très bien construit.

Mesures

Le taux de pleurage et de scintillement de cette table de lecture est excellent et à la hauteur de celui des meilleures réalisations actuelles.

Nous avons en effet mesuré, avec un disque gravé, un taux de pleurage et de scintillement pondéré de 0,03 % à 33 t/mn et 0,025 % à 45 t/mn. Ce sont là des performances d'un excellent niveau.

Le rapport signal/bruit non pondéré est de 40 dB avec disque pressé comme avec une laque.

Avec pondération, nous avons un rapport signal/bruit de 66 dB avec disque pressé et de 69 dB avec laque, de très bons résultats.

La tension de sortie de la cellule est de 4,1 mV pour une gravure à 0 dB, cette tension n'est pas très élevée.

Le facteur de lisibilité à 400 Hz est meilleur que 80 μm.

La diaphonie mesurée à 5 kHz est de 16 et 17 dB, ce qui est modeste, à 1 kHz, nous avons trouvé 23 et 22 dB et à 80 Hz 20 et 19 dB.

La courbe de réponse et de diaphonie montre une diaphonie qui augmente rapidement aux fréquences hautes ainsi qu'une résonance marquée à ces fréquences. Cette cellule devra être chargée sur un préamplificateur dont la capacité d'entrée devra être relativement importante.

La courbe de résonance basse du bras montre une pente relativement importante et une fréquence de résonance assez élevée puisqu'elle est située aux environs de 17 Hz. Cette résonance se retrouve d'ailleurs sur la courbe de réponse, aux fréquences les plus basses.

Conclusions

La table de lecture Brandt P216T à bras tangentiel est un modèle mettant le système de bras tangentiel à la portée d'un grand nombre d'amateurs.

La réalisation de cette platine est intéressante, aussi bien sur le plan mécanique que sur la technologie employée en électronique.

Les performances sont très correctes dans l'ensemble avec une mention particulière pour un taux de pleurage et de scintillement remarquablement faible.

La cellule à pointe sphérique mériterait un équipage mobile de meilleure qualité, ici, on ne peut changer la cellule ce qui est un peu dommage.

E.L.

Notre courrier

TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS
Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Les renseignements téléphoniques (200.33.05), qui ne peuvent en aucun cas se transformer en débats de longue durée, fonctionneront le lundi et le mercredi de 9 heures à 12 heures et de 14 heures à 17 heures.

RR – 11.06F : M. Maurice DRUGUET, 34 Sète :

1° se plaint d'être obligé de retoucher fréquemment le réglage des poussoirs d'enclenchement des chaînes sur son téléviseur ;

2° se plaint également, pour ce même téléviseur, de défauts affectant les couleurs ;

3° désire connaître les caractéristiques du circuit intégré OM 961.

1° D'après vos explications, il ne peut s'agir que de la dérive de l'oscillateur UHF ; si cet oscillateur dérive, il est bien évident que « son » et « image » glissent en même temps et que l'on peut alors les retrouver sur un réglage voisin.

Une telle dérive peut être due :

– soit à un tuner mal placé (par exemple en haut de l'appareil), c'est-à-dire qu'il s'échauffe alors anormalement puisqu'il est soumis à l'élévation de température à l'intérieur du coffret ;

– soit au transistor oscillateur qui peut être défectueux ;

– soit à un composant (résistance ou condensateur) de cet étage oscillateur dont la valeur se modifie au cours de fonctionnement ;

– soit enfin à un défaut dans la stabilisation de la tension

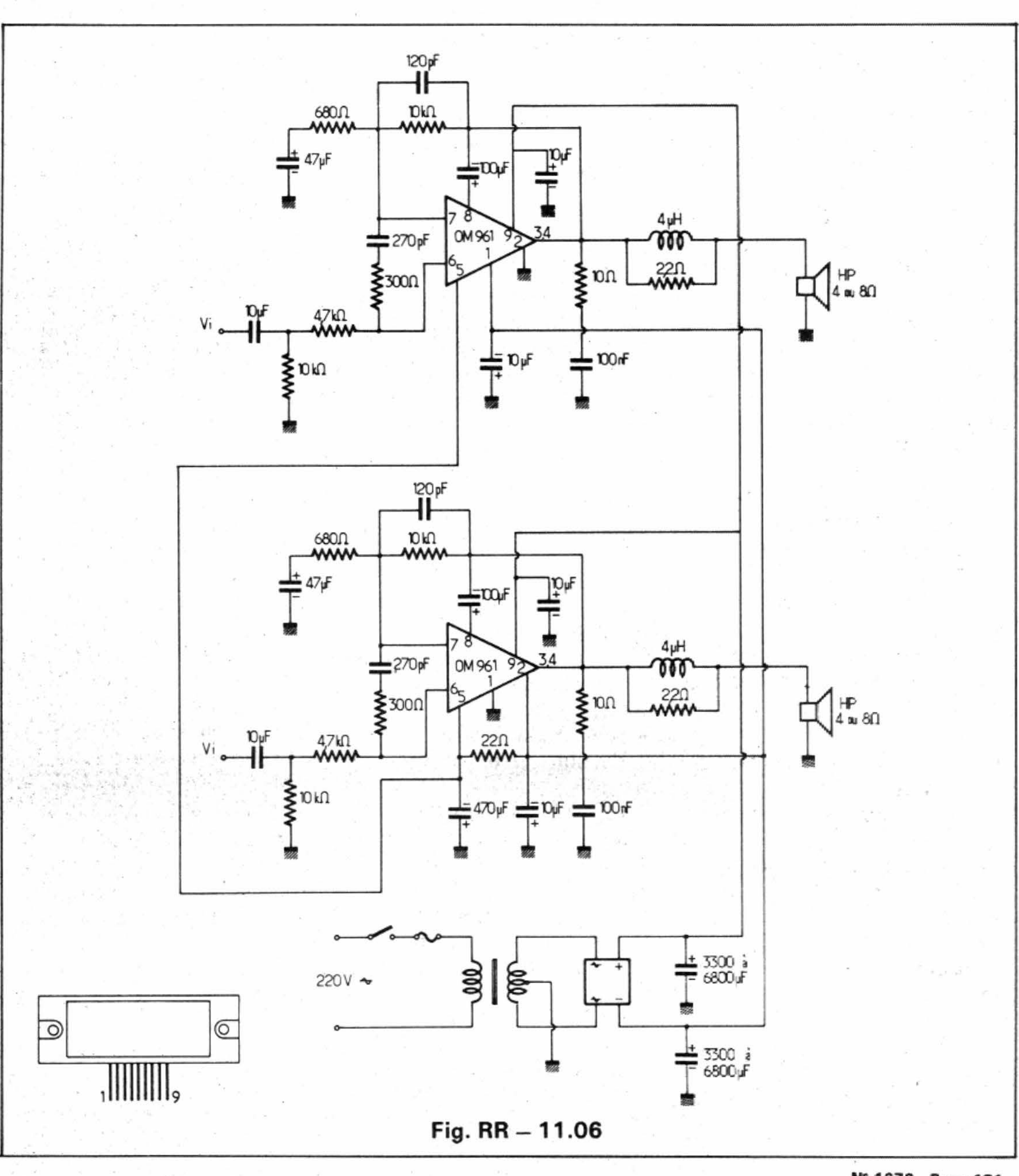


Fig. RR – 11.06

d'alimentation des diodes varicap... si le tuner utilise ce genre de composant pour l'accord des circuits.

2° En ce qui concerne les défauts observés sur les couleurs, ils peuvent être dus :
– soit à une magnétisation de l'écran ;
– soit à un défaut dans le réglage des convergences statiques et dynamiques ;
– soit à un déplacement de l'ensemble de déviation sur le col du tube cathodique ;
– soit à un défaut d'effacement du retour de « lignes ».

Toutefois, nous pensons plutôt à une dèfectuosité dans le réglage de la pureté (mauvaise uniformité).

Il vous faudrait donc vérifier tous ces réglages; d'abord démagnétisation de l'écran, puis réglage de la pureté, et enfin réglage des convergences (dans l'ordre). Le cas échéant, vous pouvez vous reporter à l'ouvrage « Dépannage-Mise au point-Amélioration des Téléviseurs » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

3° Le module OM 961 (R.T.C.) est un circuit amplificateur hybride de puissance en film mince, conçu pour délivrer en audio-fréquence jusqu'à 60 W en signal sinusoïdal.

Notez qu'il existe également le type OM 931 dont la puissance maximale BF est de 30 W.

Ces modules sont protégés contre les courts-circuits accidents de la charge et sont étudiés pour une bonne réponse en transitoire et distorsion harmonique.

Caractéristiques essentielles du module OM 961 :
Alimentation symétrique : ± 31 à ± 35 V.
Puissance de sortie pour d < 0,2 % = 60 W (charge de 4 à 8 Ω).
Courant de repos : 100 mA.
Consommation à la puissance maximale = 1,9 A.
Tension d'entrée requise pour la puissance de sortie maximale = 0,97 à 1,4 V eff.

Brochage et schéma d'utilisation : voir figure RR-11.06. Sauf indication contraire, toutes les résistances sont du type 0,25 W.

●

RR-11.08-F : M. Claude BAUDINAT, 01 Oyonnax, nous demande :

1° ce qu'est le composant appelé « silistance » dans la description faite à la page 125 du n° 1572 ;

2° comment mesurer un rapport de transformation et la puissance d'un transformateur ;

3° les caractéristiques de l'amplificateur intégré OM 360.

1° La « silistance » est une thermistance à coefficient de température négatif (CTN). Dans le cas qui vous intéresse, elle peut être immergée dans de l'huile sans que son fonctionnement en soit altéré et elle doit pouvoir tenir à 125 °C. Sa résistance est de l'ordre de 500 Ω à 25 °C

2° Un rapport de transformation ne se mesure pas à l'ohmmètre, mais avec un voltmètre (par mesure des tensions). Exemple : si vous appliquez provisoirement, une tension alternative de 6 V à un enroulement et que vous mesuriez 120 V sur un autre, le rapport de transformation est évidemment de 120 : 6 = 20.

On peut approximativement déterminer la puissance d'un transformateur d'après la connaissance des trois points suivants :
– tension du primaire ;
– section du fil employé au primaire ;
– forme et qualité du noyau magnétique avec indication de la section du noyau central.

3° L'amplificateur OM 360 (RTC) est un amplificateur hybride large bande (VHF/UHF) à trois étages, conçu pour être utilisé comme préamplificateur de distribution en télévision et en usages généraux en VHF ou UHF.

Caractéristiques essentielles :

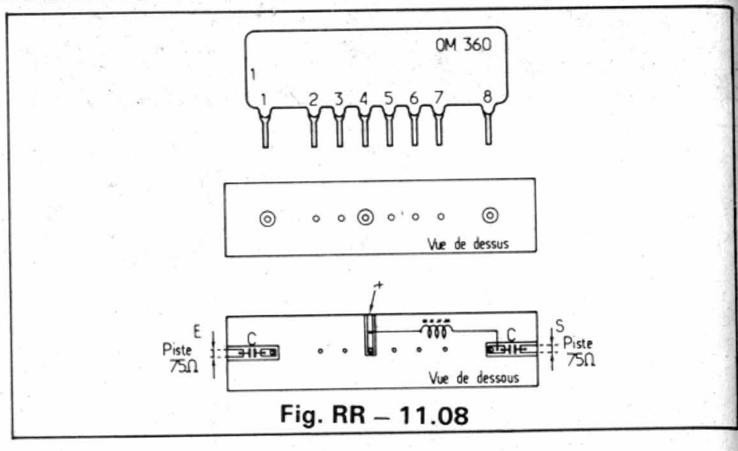


Fig. RR – 11.08

Gamme de fréquences = 40 à 860 MHz.
Impédance de charge d'entrée et de sortie = 75 Ω.
Gain = 23 dB.
Facteur de bruit = 7 dB.
Tension d'alimentation = 12 V (± 10 %).
Courant d'alimentation = 55 mA.
Brochage, voir figure RR-11.08 :
1... Entrée
2, 3, 5, 6, 6... Masse
4... + Alimentation.
8... Sortie et + Alimentation via bobine d'arrêt.

Recommandations de montage :

La température de la panne du fer à souder ne devra pas excéder 260 °C (temps maximal d'application = 5 s).

L'amplificateur sera de préférence monté sur un circuit imprimé à double face selon l'exemple représenté sur la figure.

L'impédance caractéristique des pistes du circuit imprimé se raccordant aux bornes d'entrée et de sortie devra être de 75 Ω.

Les connexions à la masse seront aussi courtes que possible.

Par ailleurs, nous avons :
L = 27 spires de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm enroulées sur un noyau en ferrite de 1,6 mm de diamètre (< 5 μH).
C = 220 pF minimum céramique.

●

RR-11.13 : M. Georges MONCORGE, 68 Mulhouse, nous demande :

1° des schémas de modulateurs de lumière ;

2° les caractéristiques des transistors BD575, BD576 et BU126.

1° De très nombreux montages de modulateurs de lumière de tous genres et de toutes conceptions ont déjà été décrits dans nos différentes publications. Veuillez par exemple consulter :
– Haut-Parleur n° 1539 (p. 267), 1625 (p. 214) et 1646 (p. 110).
– Electronique Pratique n° 11 (p. 110) et 15 (p.135).
– Radio-Plans n° 348 (p. 36 à 47), 353 (p. 41) ; 356 (p. 40), 378 (p. 67) et 380 (p. 54).

2° Caractéristiques maximales des transistors :

BD575 : silicium NPN ; Pc = 40 W ; Ic = 3 A ; Ib = 1 A ; Vcb = 45 V ; Veb = 5 V ; Vce = 45 V ; h fe = 40 pour Ic = 150 mA et Vcb = 2 V ; Ft = 3 MHz.

BD576 : silicium PNP ; complémentaire du précédent ; donc mêmes caractéristiques.

BU 126 : silicium NPN ; Pc = 30 W ; Ic = 3 A ; Vce = 300 V ; h fe = 15 à 60 pour Ic = 1 A et Vcb = 5 V ; Ft = 8 MHz.

●

RR-11.14 : M. Jean-Paul MASSARD, 16 Cognac, nous demande conseil :

1° pour l'utilisation d'une antenne extérieure sur un petit récepteur à transistors :

2° pour la conception des convertisseurs OC, VHF et UHF, ainsi que des amplificateurs linéaires ;

3° pour l'installation et l'utilisation des prises de terre.

1° Vous pouvez parfaitement faire l'essai de la connexion d'une antenne extérieure sur votre récepteur ; il n'y a aucun risque d'endommagement pour ce dernier. Nous supposons qu'il y aura probablement une augmentation de sensibilité, du moins « apparente »... car il risque de se produire de la transmodulation, défaut commun à tous les récepteurs à transistors de ce genre.

Dans ce domaine, pour limiter cette transmodulation indésirable, la longueur de l'antenne auxiliaire est à déterminer avec soin, par expérience, car elle dépend essentiellement du récepteur et du lieu de réception. Un fil isolé intérieur doit suffire, et vous pourrez ainsi facilement en déterminer la longueur optimale.

Contrairement à ce que vous supposez, le branchement d'une antenne auxiliaire ne déconnecte pas le circuit capteur sur ferrite (incorporé au récepteur) parce que ce dispositif constitue – et constitue toujours – le circuit d'accord proprement dit.

2° Nous n'avons pas connaissance de l'existence d'un ouvrage traitant exclusivement des sujets dont vous nous entretenez. Néanmoins, il est bien évident que dans un livre tel que « l'émission et la réception d'amateur », vous trouverez de nombreux montages correspondant à ce que vous recherchez (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

On ne conçoit pas des convertisseurs pour UHF avec sortie sur 1 600 kHz, cette dernière valeur étant insuffisamment grande pour obtenir une réjection valable de la fréquence-image. Vous trouverez toutes explications dans l'ouvrage cité précédemment.

Naturellement, tel montage convertisseur pour telle bande de fréquences à recevoir peut toujours être modifié pour telle autre bande de fréquences ; ce n'est qu'une question de quartz et d'accord de circuits (bobinages et condensateurs).

3° Pour être efficace et correcte, une prise de terre doit présenter une résistance aussi faible que possible. On réduit cette résistance en augmentant la surface des conducteurs enfouis ou des plaques enterrées ; néanmoins, la résistance reste essentiellement fonction de la composition du terrain lui-même.

L'importance des courants éventuels de court-circuit ou de fuite (donc l'importance ou la puissance de l'installation) détermine la section du câble allant à la terre ; pour l'obtention d'une bonne sécurité, ce câble doit toujours présenter une section largement calculée.

Dans les installations importantes ou complexes, il est toujours préférable d'établir une prise de terre pour chacune d'elles, afin d'éviter des retours de l'une sur l'autre en cas d'accident. Pour la même raison, il n'est pas recommandé d'utiliser la prise de terre de l'ascenseur d'un immeuble (par exemple) pour un récepteur de radio, ou un téléviseur, ou un émetteur.

Enfin, en ce qui concerne les mesureurs de résistance de terre (seuls appareils permettant d'effectuer des mesures précises), vous pourriez consulter les établissements suivants :

CENTRAD S.A.
59, avenue des Romains,
74000 Annecy.

CHAUVIN – ARNOUX
190, rue Championnet
75890 Paris Cedex 18.

●

RR – 10.08-F : M. Jean-Marc Thivand, 54 TOUL désire connaître les caractéristiques et brochages des lampes d'émission E 1200 et E 1300.

1° Caractéristiques maximales de la triode d'émission E 1200 :

Chauffage = 12 V 9,5 A ; Va = 3 500 V ; Vg = – 500 V ; Ia = 700 mA ; S = 8 mA/V ; k = 33 ; = 4 370 Ω ; Wa = 500 W ; F max = 60 MHz (correspondante TB 3/1000).

2° Caractéristiques maximales de la triode d'émission E 1300 :

Chauffage = 7,5 V 36 A ; Va = 5 000 V ; Vg = – 1 200 V ; Ia = 1 200 mA ; S = 12,5 mA/V ; k = 17,5 ; Wa = 1 500 W ; F max = 30 MHz.

Conditions d'utilisation en amplificatrice classe C/CW : Va = 4 000 V ; Vg = – 500 V ; Ia = 1 000 mA ; Ig = 125 mA ; Wg = 95 W-HF ; Wo = 3 000 W-HF.

Les brochages des tubes E 1200 et E 1300 sont représentés sur la figure RR-10.08.

●

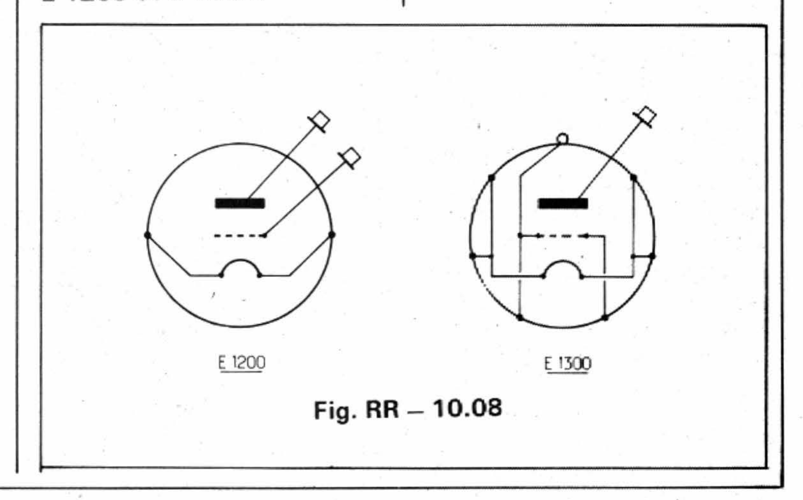


Fig. RR – 10.08